

Řecké slovo atomos znamená něco, co nejde dále rozdělit. S tímto slovem je spojen jeden z největších omylů vědy minulého věku – domněnka o nedělitelném atomu.

S odhalením tohoto omylu je však spojena revoluce ve všech přírodních vědách – ve fyzice, chemii, apod., která zasáhla i lékařské vědy, hospodářství, sociologii a vlastně celý světový řád. Dnešní tzv. technická revoluce je jejím důsledkem.

Průmysl jako počítače třetí generace, čímž je „matka“ elektronika definitivně odsouzena k roli babičky. Její vnuk vyniká především rozměry – na křemíkovou destičku velikosti hlavičky od zápalek se vejde asi 25 integrovaných obvodů, které jsou na ni složitým technologickým způsobem napařeny. Elektronický prvek ke konstrukci se tedy zmenšil tak, že jeho struktura je zřejmá pouze pod mikroskopem.

## INTEGROVANÁ ELEKTRONIKA

Dnes víme, že atomy jsou dělitelné, že se skládají z jádra a z obíhajících elektronů. Víme, že zahřátím kovů nebo jejich kyslíčnicku se z jejich povrchů uvolňují elektrony – tomuto poznatku vděčí za svůj vznik např. elektronka. Dnes však lze říci, že – a to především v některých oborech techniky – patří elektronka do starého železa. Nemůžeme ji pokládat ani za „matku“ elektroniky, neboť její „syn“, tranzistor, který převzal její úlohu, se již mezitím sám stal „otcem“. Nejmladší syn tohoto elektronického rodokmenu se za krátkou dobu své existence prosadil tak důrazným způsobem, že již pouhé iniciály jeho názvu, IO, integrovaný obvod (nebo IC, integrated circuit), stačí k jeho přesné identifikaci. Stroje na zpracování dat, vybavené integrovanými obvody, nabízí

Integrovaný obvod dokumentuje i nestejnorodost vývoje jednotlivých součástek pro elektroniku – rozhlasový přijímač by mohl mít v dnešní době velikost knoflíku, kdyby nebylo reproduktoru, napájecích zdrojů apod.

Tento Konstrukter seznamuje čtenáře jednak se základními integrovanými obvody, které se vyrábějí v ČSSR, s jejich použitím a měřením a jednak s některými vybranými zahraničními integrovanými obvody. Záměrně byly vynechány všechny integrované obvody pro číslicovou a počítačovou techniku. Redakce při vydání tohoto čísla Konstruktera chtěla trochu předběhnout dobu a seznámit čtenáře s moderními a – jak je dnes již zcela zřejmé – perspektivními součástkami, které přinášejí i do amatérské praxe něco zcela jiného, nového, které

vyžadují jiný způsob myšlení, jiný způsob návrhu elektronických obvodů apod. Chtěla prostě připravit své čtenáře na novou éru elektroniky, která ve světě již vládne a která je u nás za dveřmi (nebo lépe řečeno „ve dveřích“).

Na závěr snad jen to, že jsme se v symbolice veličin a v označování prvků drželi tentokrát zvyklostí, které používá náš výrobce integrovaných obvodů – Tesla Rožnov. Tzn., že symbolika je volena ve shodě s katalogem Tesla.

# *Co s integrovanými* **OBVODY?**

Ing. Jiří Zíma

Ještě před deseti lety se problematikou integrovaných obvodů zabývalo pouze několik malých výzkumných pracovišť u průkopnických firem Fairchild, Texas Instruments a Westinghouse. Činnost těchto pracovišť byla zaměřena především na hledání a zvládnutí různých postupů technologické realizace obvodů. Zdaleka ne vždy toto úsilí odborníků, kteří při své práci vycházeli spíše z technické fantazie a intuice než z jasného technického názoru, vedlo k úspěšnému vyrobění integrovaných obvodů. Na to, jak integrované obvody navrhnout a po vyrobění je ověřit a použít v aplikační praxi, stačilo několik odborníků, neboť velmi malý sortiment, nedostačující funkční parametry a především vysoké výrobní náklady a tím i vysoká prodejní cena učinily z integrovaných obvodů spíše propagační materiál na výstavách než cenově dostupnou elektrickou součástku. Jako příklad je možno uvést klopný obvod J-K fy Texas Instruments typu SN516, vyráběný z dnešního hlediska doslova „na koleně“ staromódní technologií mesa, který stál v roce 1960 kolem 450 amerických dolarů. Při této ceně nebyly integrované obvody prakticky schopné prodeje a sloužily firmě Texas Instruments především jako technický suvenýr pro vedoucí pracovníky odběratelských firem.

Rovněž přečtení všech odborných článků (v časopisech), věnovaných integrovaným obvodům, by ještě před deseti lety netrvalo o mnoho déle než jedno

odpoledne. Kdybychom si dnes znovu přečetli tehdy tlumočené názory, zčásti bychom se jistě až podivili, jak se některé myšlenky splnily až neuvěřitelně přesně a zčásti bychom se zasmáli různým škarohlídkým názorům, které byly dalším vývojem integrovaných obvodů vyvráceny. Jak je tomu obvykle na počátku většiny vynálezů nebo nových technických nápadů a myšlenek, lidé, kteří s nimi přicházejí, musí mnohdy vynaložit poměrně velké úsilí na překonání konzervatismu (tzv. technický konzervatismus) a nepochopení u svých současníků. Počátek rozvoje integrovaných obvodů spadá do období, kdy již byla klasická tranzistorová technika velmi dobře propracována a je přirozené, že v soutěži s ní mohli odpůrci nové techniky v případě potřeby patřičně využít nedostatků začínající integrované techniky. Naštěstí však byli i lidé, kteří měli dostatečnou technickou předvídavost a přes tyto určité překážky práce ve výzkumu integrovaných obvodů podporovali morálně i finančně.

V USA, kde technika integrovaných obvodů vznikla, byly práce na výzkumu integrovaných obvodů zajišťovány jednak z vlastních podnikových zdrojů u firem Fairchild, Texas Instruments a Westinghouse a jednak ze státního rozpočtu prostřednictvím zakázek na výzkumné programy od výzkumných ústavů amerického vojenského letectva a později i od Národního úřadu pro kosmonautiku.

Po počátečním období (kdy probíhal výzkum integrovaných obvodů dosti živelně různými směry) se jako rozhodující ukázala technika monolitických obvodů a technika obvodů z tenkých a tlustých vrstev.

Pro řešení monolitických obvodů se jako funkční materiál zásadně používají polovodiče, z nich převážně křemík. Jednotlivé funkční prvky jsou vytvořeny epitaxně-planární technologií v objemu křemíkové destičky, která je povrchově pasivována izolační vrstvou kysličníku křemičitého. Propojení jednotlivých funkčních prvků obstarávají napařené hliníkové vodiče, uložené na povrchu nebo v otvorech pasivační vrstvy z kysličníku křemičitého. Izolaci mezi vnitřními funkčními oblastmi prvků zajišťují planární přechody p-n, polarizované napětím v závěrném směru. Charakteristickou vlastností monolitických obvodů je vytvoření funkčních oblastí v objemu monokrystalické křemíkové destičky planární technologií, tedy pod povrchovou vrstvou kysličníku křemičitého.

Používanými technologickými postupy se vytváří v křemíkové destičce vždy najednou velký počet funkčních vrstev se stejnými nebo podobnými vlastnostmi a funkcemi. Dále se při většině technologických operací dělá příslušná technologická operace současně na větším počtu křemíkových destiček. Jinými slovy to znamená, že se na jedné křemíkové destičce současně vytváří např. sto obvodů, které obsahují např. dva tisíce prvků. Přitom se však technologický postup aplikuje současně např. na sto destičkách, takže všech současně vznikajících obvodů je deset tisíc a celkový počet prvků jsou tedy dva milióny. Z uvedeného příkladu vyplývá základní princip výroby monolitických obvodů, opírající se o to, že epitaxní růst, vytváření pasivační vrstvy kysličníku křemičitého, difúze příměsí na vytváření funkčních vrstev a částečně i fotochemické maskování a obrábění a také i vytváření hliníkové spojovací sítě se dělá současně na velkém souboru obvodů. Tento zásadní princip výroby se promítá i ve výrobní ceně obvodů, neboť poměrně značné výrobní náklady se rozpočítávají

na velký počet monolitických obvodů. Proto jsou i při nepříliš velké výtěžnosti výroby (např. 30 %) výrobní náklady na jeden obvod poměrně nízké a jsou určeny především třemi výrobními operacemi, termokompresním připojováním vývodů, montáží obvodové destičky do pouzdra, elektrickými zkouškami apod., kde se pracuje s jednotlivými obvodovými destičkami odděleně. Podrobnější vysvětlení technologických principů monolitických obvodů najde zájemce v odborných časopisech a také v knize „Monolitické integrované obvody“, která vyjde v r. 1971 ve Státním nakladatelství technické literatury v Praze. Základní informace o technologických pochodech při výrobě klasických tranzistorů (z nichž jsou odvozeny i technologické operace integrovaných obvodů) jsou podrobně popsány v knize Koutný, J.; Kudlák, J.; Mikušek, J.: Technologie sériové výroby tranzistorů a polovodičových diod, která vyšla v SNTL v r. 1964. My se dále zaměříme především na druhou část problematiky monolitických obvodů, tj. na způsoby a možnosti využití monolitických obvodů v aplikacích.

Výsledkem dalšího směru vývoje integrovaných obvodů jsou obvody z tenkých vrstev. Při řešení obvodové funkce technikou tenkých vrstev se obvykle na vhodnou izolační podložku (keramika, sklo) nanáší postupně v určitém pořadí soustava vodivých, izolačních, odporových, dielektrických a jiných vrstev. Obráběním těchto vrstev na potřebné geometrické tvary a jejich vzájemným propojováním vznikne pasivní část obvodu. Tranzistory, diody a jiné polovodičové prvky se na nosnou podložku montují v miniaturních pouzdrech nebo přímo jako malé polovodičové destičky. Vývody nebo kontakty tranzistorů, diod apod. a kontakty pasivní části tenkovrstvého obvodu se propojují buďto pájením pájkou s nízkým bodem tání, nebo, což je běžnější, termokompresí. Funkční vrstvy se na izolační podložce vytvářejí napařováním a naprašováním nebo některou jinou nanášecí technologií. Velké obtíže jsou s nanášením polovodičových tenkých vrstev vyhovujících vlastností – proto se zatím nepodařilo

přivést technologii tenkovrstvových polovodičových prvků z výzkumného stadia do výroby. Dnes vyráběné obvody z tenkých vrstev mají proto hybridní konstrukci; odpory a kondenzátory a značná část spojů i některé cívky jsou vytvořeny jako nanesené tenké vrstvy a polovodičové prvky (jako diskretní částice) se do tenkovrstvové struktury vkládají. Vzhledem k tomu, že je nutno polovodičové prvky vyrábět klasickým způsobem, zůstávají pořizovací cena i náklady na montáž polovodičových prvků stále značné. Vzhledem k těmto technologickým omezením prosazuje se technika obvodů z tenkých vrstev především při řešení obvodů s větší výkonovou ztrátou a při řešení obvodů pro vyšší kmitočty. Ve všech dalších oblastech obvodové techniky získaly rozhodující pozice monolitické obvody, především pro svou nízkou cenu a velkou provozní spolehlivost.

Pro aplikace radiotechnických a elektronických amatérů (stejně jako v zahraničí, tak i u nás) mají dobré předpoklady monolitické obvody – obvody z tenkých vrstev jsou dostupné téměř výlučně pro profesionální průmyslovou praxi.

U nás se již přes rok prodávají některé typy monolitických obvodů v prodejně součástek pro radioamatéry v Praze 2, v Žitné ul. 7 a v prodejnách n. p. Tesla v Praze, Brně a Bratislavě. Postupně budou dány do běžného prodeje i další typy monolitických obvodů z výroby n. p. Tesla Rožnov. Vzhledem k tomu, že mnozí amatéři mají možnost opatřit si i monolitické obvody od přátel ze zahraničí, budou v dalším popsána osvědčená aplikační zapojení nejen s monolitickými obvody tuzemské výroby, ale i se zahraničními obvody.

V ČSSR se výzkumem technologie i aplikací monolitických obvodů zabýval již v r. 1962 Výzkumný ústav pro sdělovací techniku A. S. Popova v Praze. Vývojové práce byly zahájeny poněkud později v n. p. Tesla Rožnov, kde také byla již koncem roku 1968 zahájena výroba prvních obvodů. Přes četné obtíže a problémy, které výzkum, vývoj i výroba tak náročného programu provázely, podařilo se během dvou let zavést výrobu

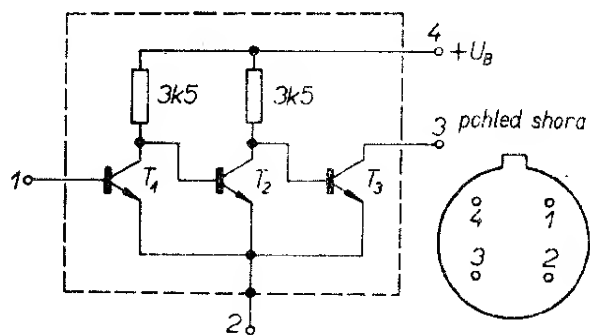
poměrně širokého sortimentu monolitických obvodů, které jsou svou kvalitou plně srovnatelné s obdobnými zahraničními výrobky.

## Přehled lineárních monolitických obvodů Tesla jednoduššího provedení

### Monolitické třístupňové zesilovače typu MAA115, MAA125, MAA145

Po zvládnutí základních principů planární technologie na křemíku byla v r. 1968 zahájena výroba prvních typů monolitických obvodů v n. p. Tesla Rožnov. Byly to obvody typu MAA115, MAA125, MAA145. Funkční systém je vytvořen z křemíkové destičky o rozměrech asi  $1 \times 1$  mm. Způsob zapojení je u všech tří typů obvodů stejný. Každý typ zesilovače obsahuje tři tranzistory s vodivostí typu n-p-n a dva difúzní odpory s funkční velikostí asi  $3,5 \text{ k}\Omega$ . Zapojení i orientace vývodů pouzdra jsou uvedeny na obr. 1.

Tím, že je celá struktura obvodu vytvořena ve společném objemu křemíkové destičky, je zaručeno, že při změně okolní teploty dochází během krátké doby k odpovídající změně teploty celé obvodové destičky. Vlivem těsného teplotního přizpůsobení mohou obvody typu MAA115, MAA125 a MAA145 pracovat v teplotním rozmezí  $-55$  až  $+125$  °C. Pro aplikace je nutno doplnit monolitický



Obr. 1. Zapojení a orientace vývodů obvodů typu MAA115, MAA125 a MAA145

obvod vně připojenými diskrétními součástkami. Pomocí vnějšího obvodu se nastavují pracovní podmínky a zajišťuje se kmitočtová stabilita pro požadované rozmezí pracovních teplot.

Pro specifikace parametrů zesilovačů typu MAA115, MAA125 a MAA145 jsou

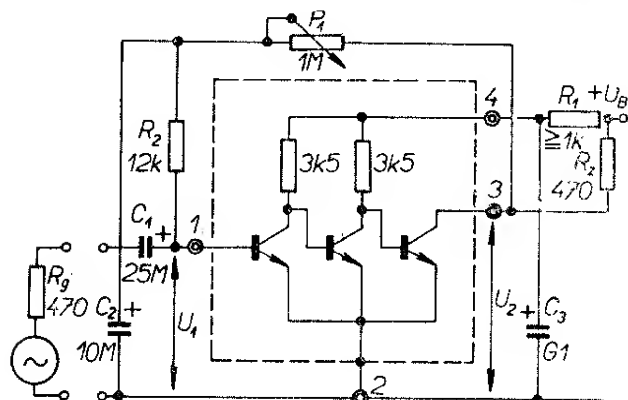
uvedeny charakteristické údaje parametrů v tab. 1 a mezní údaje v tab. 2; zapojení obvodu doporučené výrobcem je na obr. 2. Pracovní režim všech tří tranzistorů se nastavuje řízením proudu báze prvního tranzistoru a to změnou proměnného odporu  $P_1$  a odporu  $R_2$ .

Tab. 1. Charakteristické údaje parametrů zesilovačů typu MAA115, MAA125, MAA145, MAA225 a MAA245

Typ	Veličina	MAA115	MAA125	MAA145	MAA225	MAA245	Jednotka	Měřeno při:
Napěťový zisk	$A_u$	>50	—	—	—	—	dB	$U_B = 1,3 \text{ V}; U_{2\text{ef}} = 0,3 \text{ V}; f = 1 \text{ kHz}; R_z = 470 \Omega$
	$A_u$	—	75 > 70	—	84 > 78	—	dB	$U_B = 7 \text{ V}; U_{2\text{ef}} = 2,1 \text{ V}; f = 1 \text{ kHz}; R_z = 470 \Omega$
	$A_u$	—	—	75 > 70	—	90 > 80	dB	$U_B = 12 \text{ V}; U_{2\text{ef}} = 3,6 \text{ V}; f = 1 \text{ kHz}; R_z = 470 \Omega$
	$A_u$	—	59 > 54	59 > 54	—	—	dB	$U_B = 7 \text{ V}; U_{2\text{ef}} = 1,7 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}; R_z = 470 \Omega$
Vstupní odpor	$R_{\text{vst}}$	—	>3	—	—	—	k $\Omega$	$U_B = 7 \text{ V}; U_{2\text{ef}} = 2,1 \text{ V}; f = 1 \text{ kHz}; R_z = 470 \Omega$
	$R_{\text{vst}}$	—	—	>2	—	—	k $\Omega$	$U_B = 12 \text{ V}; U_{2\text{ef}} = 3,6 \text{ V}; f = 1 \text{ kHz}; R_z = 470 \Omega$
Zkreslení	$K$	<10	—	—	—	—	%	$U_B = 1,3 \text{ V}; U_{2\text{ef}} = 0,3 \text{ V}; f = 1 \text{ kHz}; R_z = 370 \Omega$
	$K$	—	<1,5	—	<10	—	%	$U_B = 7 \text{ V}; U_{2\text{ef}} = 2,1 \text{ V}; f = 1 \text{ kHz}; R_z = 470 \Omega$
	$K$	—	—	<1,5	—	<10	%	$U_B = 12 \text{ V}; U_{2\text{ef}} = 3,6 \text{ V}; f = 1 \text{ kHz}; R_z = 470 \Omega$
Šumové napětí	$U_{\text{š}}$	<5	—	—	—	—	$\mu\text{V}$	$U_B = 1,3 \text{ V}; R_z = 470 \Omega; R_g = 470 \Omega$
	$U_{\text{š}}$	—	<5	—	—	—	$\mu\text{V}$	$U_B = 4,5 \text{ V}; R_z = 470 \Omega; R_g = 470 \Omega$
	$U_{\text{š}}$	—	—	<5	—	—	$\mu\text{V}$	$U_B = 4,5 \text{ V}; R_z = 470 \Omega; R_g = 470 \Omega$

Tab. 2. Mezní údaje parametrů zesilovačů typu MAA115, MAA125 a MAA145

Typ			MAA115	MAA125	MAA145	
Napájecí napětí	$U_B$	max	4	7	12	V
Špičkové napětí	$U_{3/2M}$	max	4	7	12	V
Proud celkový	$I$	max	50			mA
Ztrátový výkon ( $T_a \leq 45^\circ\text{C}$ )	$P_{\text{tot}}$	max	300			mW
Tepelný odpor	$R_t$	max	330			$^\circ\text{C/W}$
Teplota přechodu	$T_j$	max	150			$^\circ\text{C}$
Teplota okolí	$T_a$	max	$-55 \dots +125$			$^\circ\text{C}$

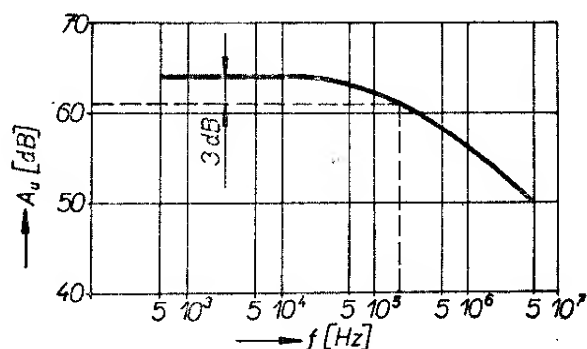


Obr. 2. Doporučené zapojení pro měření parametrů obvodů typu MAA115, MAA125 a MAA145

Z kolektoru koncového tranzistoru se zavádí stejnosměrná zpětná vazba, která při správném nastavení udržuje pracovní režim celého zesilovače v lineární oblasti charakteristiky. Proměnný odpor se nastaví tak, aby při doporučeném zatěžovacím odporu  $R_z$  a doporučeném napájecím napětí byla na kolektoru asi polovina napájecího napětí. Tehdy bude zesilovač využívat pro zesilování plného napájecího napětí a zkreslení bude minimální. Pro doporučená napájecí napětí (podle podmínek měření parametrů) se vystačí s proměnným odporem  $P_1$  asi  $1\text{ M}\Omega$  a s odporem  $R_2$  asi  $12\text{ k}\Omega$ . Pomocí odporu  $R_1$  a kondenzátoru  $C_3$  se zmenšuje zesílení prvních dvou tranzistorů a

zlepšuje se kmitočtová stabilita celého zesilovače. Při aplikaci je možno volit větší velikost odporu  $R_1$  než je doporučena, neboť případné menší zesílení ve většině aplikací nevádí. Dalším prostředkem k zajištění kmitočtové stability zesilovače je vložení malého odporu např.  $1$  až  $5\ \Omega$  do série se společným emitrovým vývodem 2 integrovaného obvodu.

Na výsledném napěťovém zesílení se podílejí především první dva stupně integrovaného obvodu. Třetí tranzistor může pracovat s větším kolektorovým proudem a používá se především jako výkonový zesilovač. Amplitudová charakteristika napěťového zesílení zesilovače při zatěžovacím odporu  $470\ \Omega$ , na-



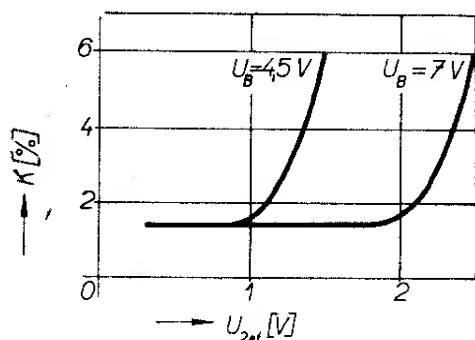
Obr. 3. Amplitudová charakteristika napěťového zesílení obvodů typu MAA115, MAA125 a MAA145 při teplotě  $25^\circ\text{C}$ , napájecím napětí  $4,5\text{ V}$  a zatěžovacím odporu  $470\ \Omega$

$$6 \cdot \frac{6}{70} R_K$$

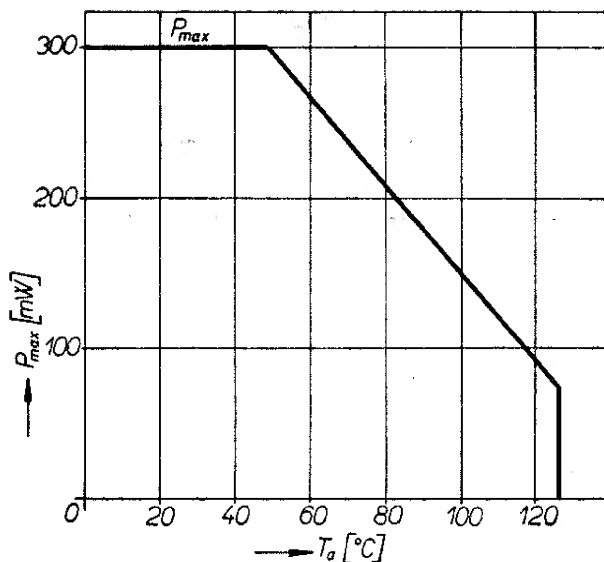
pájecím napětí 4,5 V a teplotě okolí 25 °C je na obr. 3. Podle údajů výrobce je minimální velikost kmitočtu, na němž dochází k poklesu o 3 dB, asi 150 kHz. Vstupní odpor zesilovače je na kmitočtu 1 kHz při zapojení, doporučeném výrobcem, asi 1 kΩ. Prakticky se ověřilo, že obvody typu MAA115, MAA125 a MAA145 mohou pracovat až do minimální velikosti napájecího napětí asi 1,1 V. Přípustná horní mez napájecího napětí je pro jednotlivé typy stanovena výrobcem na 4 V u typu MAA115, 7 V u typu MAA125 a 12 V u typu MAA145.

Vzhledem k tomu, že zesilovače typu MAA115, MAA125 a MAA145 jsou určeny především pro aplikace v nízkofrekvenční technice, jsou na obr. 4 uvedeny závislosti nelineárního zkreslení na výstupním napětí pro napájecí napětí 4,5 V a 7 V.

Maximální dosažitelný výstupní výkon značně závisí na zatěžovacím odporu  $R_z$ . Zatěžovací odpor se nesmí nikdy zmenšit pod velikost, při níž by byl kolektorový proud třetího tranzistoru větší než 50 mA. Tzn., že při napájecím napětí 12 V je mezní zatěžovací odpor asi 240 Ω. Při napájecím napětí 4 V je mezní velikost zatěžovacího odporu 80 Ω. Zatěžovací odpor nelze také nahradit transformátorem (bez dalšího zatížení činným odporem), protože by jinak došlo k selhání stejnosměrné zpětné vazby, na níž je závislé nastavení pracovního bodu zesilovače. Závislost povolené výkonové ztráty zesilovače (vznikající většinou na třetím tranzistoru) na teplotě okolí je na



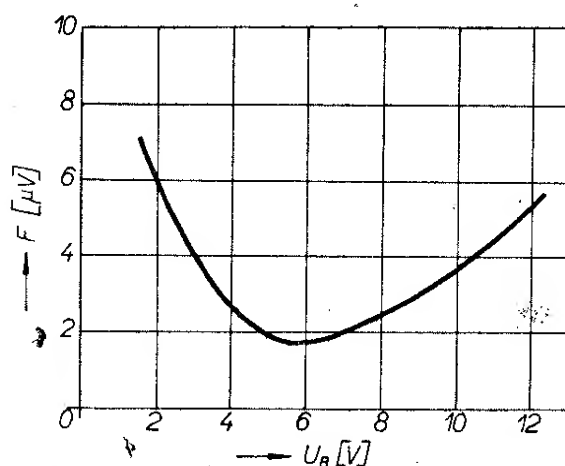
Obr. 4. Závislost nelineárního zkreslení na výstupním napětí při napájecím napětí 4,5 a 7 V u obvodů typu MAA115, MAA125 a MAA145



Obr. 5. Závislost povolené výkonové ztráty na teplotě okolí u obvodů typu MAA115, MAA125 a MAA145

obr. 5. Pro běžnou oblast teplot do 50 °C je povolena výkonová ztráta celého integrovaného obvodu na 300 mW.

Šum zesilovače závisí na velikosti kolektorových proudů a tím i nepřímo na velikosti napájecího napětí. Rozhodující podíl na šumu má první tranzistor, jehož pracovní bod se však nedá nastavit nezávisle na pracovních bodech dalších dvou tranzistorů (přímá vazba mezi stupni). Pro odpor generátoru signálu 1 kΩ a zatěžovací odpor 470 Ω je na obr. 6 nakreslena závislost šumového napětí (přepočteného na vstup zesilovače) na napá-

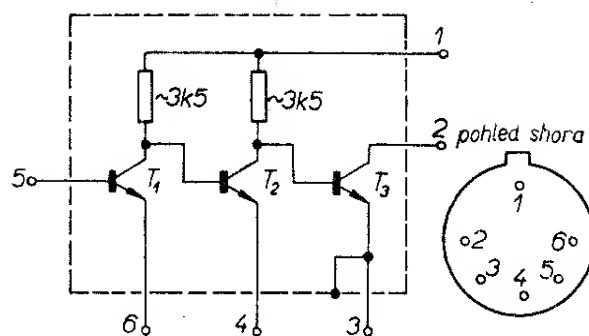


Obr. 6. Závislost šumového napětí na napájecím napětí u obvodů typu MAA115, MAA125 a MAA145

jecím napětí. Z grafu je vidět, že v oblasti napájecího napětí 4 V až 9 V je šumové napětí menší než  $3 \mu\text{V}$ .

Monolitické zesilovače typu MAA115, MAA125 a MAA145 jsou vzhledem ke svým malým rozměrům a dobrým elektrickým vlastnostem určeny především pro aplikace, kde se požaduje miniaturní provedení, minimum součástek a spolehlivá činnost v rozsahu teplot  $-55$  až  $+125^\circ\text{C}$ . Všechny tři typy jsou cenově dostupné, takže lze tyto monolitické zesilovače použít nejen v profesionálních zařízeních spotřební a investiční elektroniky, ale i v zařízeních amatérského provedení. Mezi typické aplikace patří nízkofrekvenční zesilovač v magnetofonech, gramofonech, v přenosných i „domácích“ rozhlasových přijímačích, v mikrofonních zesilovačích, v naslouchacích protézách apod. V mnoha případech lze zesilovače použít i pro zpracování signálů vyšších kmitočtů. Např. ještě na kmitočtu 1 MHz je napěťové zesílení větší než 50 dB. Při ještě vyšších kmitočtech se však musí počítat s prudkým zmenšením napěťového zesílení.

Mnohé z toho, co bylo řečeno o zesilovačích typu MAA115, MAA125 a MAA145, platí i o dalších typech mono-



Obr. 7. Zapojení a orientace vývodů u obvodů typu MAA225 a MAA245

litických zesilovačů n. p. Tesla Rožnov, v nichž se používají stejné funkční prvky a které se liší pouze způsobem vnitřního propojení a počtem vývodů z pouzdra.

Obdobné zesilovače vyrábí např. fa Siemens s označením TAA111, TAA121, TAA131 a TAA141.

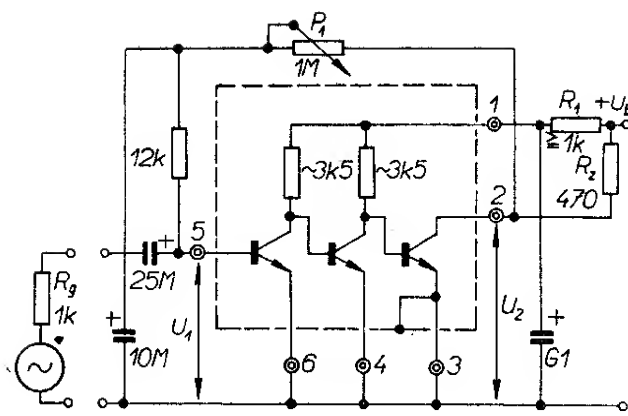
### Monolitické třístupňové zesilovače typu MAA225 a MAA245

Zesilovače typu MAA225 a MAA245 obsahují tři tranzistory a dva difúzní odpory o velikosti asi  $3,5 \text{ k}\Omega$ . Jak vyplývá z jejich zapojení na obr. 7, mají na roz-

Tab. 3. Mezní údaje parametrů zesilovačů typu MAA225 a MAA245

Typ			MAA225	MAA245	
Napájecí napětí	$U_B$	max	7	12	V
Špičkové napětí	$U_{2/3 M}$	max	7	12	V
Proud $I_2, I_3$	$I_2, I_3$	max	40		mA
Proud $I_4$	$I_4$	max	5		mA
Proud $I_6$	$I_6$	max	5		mA
Ztrátový výkon ( $T_a \leq 45^\circ\text{C}$ )	$P_{tot}$	max	300		mW
Tepelný odpor	$R_t$	max	300		$^\circ\text{C/W}$
Teplota přechodu	$T_j$	max	150		$^\circ\text{C}$
Teplota okolí	$T_a$	max	$-55 \dots +125$		$^\circ\text{C}$





Obr. 8. Doporučená zapojení pro měření parametrů obvodů typu MAA115, MAA125 a MAA145

díl od typu MAA115 až MAA145 vyvedeny všechny tři emitory u všech tří tranzistorů samostatně. Výrobce udává charakteristické hodnoty parametrů podle tab. 1 a mezní hodnoty podle tab. 3. Charakteristické údaje parametrů se měří podle zapojení na obr. 8 (doporučeno výrobcem). Vlastnosti obou zesilovačů jsou stejné jako u typů zesilovačů MAA115, MAA125 a MAA145. Díky

konstrukční úpravě (samostatně vyvedené emitory všech tří tranzistorů) se rozšiřuje aplikovatelnost těchto obvodů, neboť je možno do zapojení zařadit i kmitočtovou korekci, ať již kmitočtově závislou impedancí v emitorech nebo zpětnovazebními selektivními obvody. Emitor třetího tranzistoru, který je spojen s pouzdem, musí být k udržení vnitřní izolace prvků obvodu připojen na nejzápornější potenciál vzhledem k dalším vývodům z pouzdra.

### Monolitický třístupňový zesilovač typu MAA325

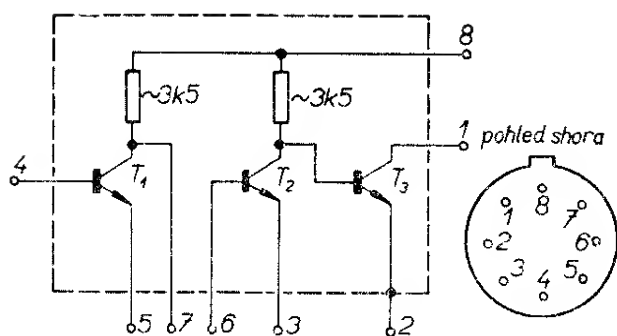
Pro nf, mf a vf aplikace až asi do 30 MHz je určen zesilovač MAA325 se zapojením podle obr. 9. Tento monolitický obvod tvoří pokračování předchozích typů třístupňových zesilovačů, i když má obvod typu MAA325 různé technologické úpravy funkčních struktur tranzistorů. Charakteristické údaje parametrů, specifikované pro zapojení podle obr. 10, jsou uvedeny v tab. 4. Mezní údaje parametrů povolené výrobcem jsou

Tab. 4. Charakteristické údaje parametrů zesilovače typu MAA325

Charakteristické údaje				Měřeno při
MAA325	$A_u$	$> 70$	dB	$U_B = 7 \text{ V}; U_{2ef} = 2,1 \text{ V}; f = 1 \text{ kHz}; R_g = 2 \text{ k}\Omega;$ $R_z = 470 \Omega$
	$A_u$	$> 60$	dB	$U_B = 7 \text{ V}; U_{2ef} = 1,7 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}; R_g = 2 \text{ k}\Omega;$
	$K$	$< 10$	%	$U_B = 7 \text{ V}; U_{2ef} = 1,2 \text{ V}; f = 1 \text{ kHz}; R_g = 1 \text{ k}\Omega;$ $R_z = 470 \Omega$
	$F^1)$	$< 8$	dB	$U_{7/5} = 6 \text{ V}; I_5 = 100 \mu\text{A}; f = 1 \text{ kHz}; R_g = 2 \text{ k}\Omega;$ $\Delta f = 30 \text{ Hz} \dots 15 \text{ kHz}$
	$h_{21E}^1)$	$> 30$		$U_{7/5} = 1 \text{ V}; I_5 = 1,0 \text{ mA}$
	$U_{7/5 \text{ sat}}^1)$	$< 0,2$	V	$U_{8/5} = 6 \text{ V}; I_C = 10 I_B$
	$U_{1/2 \text{ sat}}^2)$	$< 0,6$	V	$U_{8/2} = 6 \text{ V}; U_{6/3} = 0 \text{ V}; R_z = 470 \Omega$

<sup>1)</sup> Prvního tranzistoru

<sup>2)</sup> Třetího tranzistoru



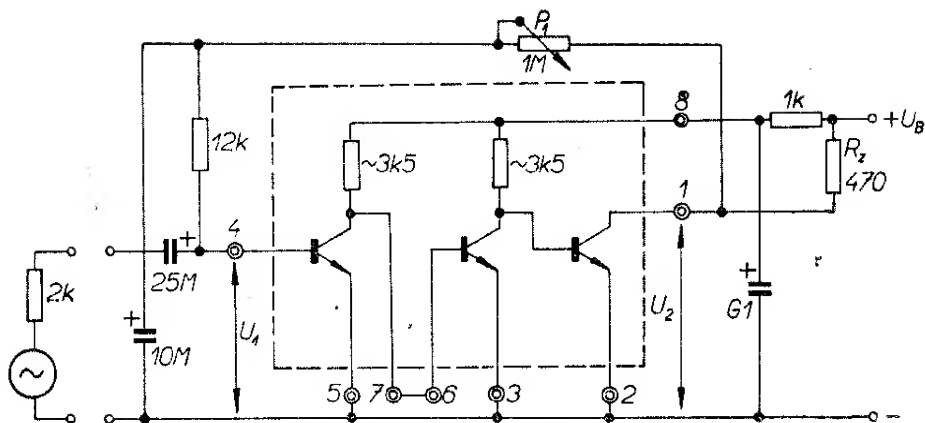
Obr. 9. Zapojení a orientace vývodů pouzdra u obvodů typu MAA325

v tab. 5. Tím, že jsou samostatně vyvedeny nejen báze prvního tranzistoru, kolektor třetího tranzistoru a všechny emitory, ale i kolektor prvního tranzistoru a báze druhého tranzistoru, je možno připojením vnějších prvků nastavit nejvhodnější pracovní režim zesilovače a vhodnými korekčními obvody upravit amplitudovou charakteristiku napěťového zesílení. Mezi základní parametry zesilovače v základním zapojení patří maximální napájecí napětí 7 V, napěťový zisk větší než 70 dB, maximální ztrátový

Tab. 5. Mezní údaje parametrů zesilovačů typu MAA325 a 435

Parametr	MAA325	Parametr	MAA435
$U_B$ max	7 V	$U_{6/5}$ max	7 V
$U_{8/3}$ max	7 V	$U_{7/3}$ max	7 V
$U_{1/2}$ max	7 V	$U_{8/2}$ max	9 V
$U_{7/40}$ max	20 V	$U_{6/4}$ max	15 V
$U_{7/5}$ max	7 V	$U_{8/1}$ max	15 V
$U_{5/4M}$ max	6 V	$U_{5/4}$ max	6 V
$U_{3/6M}$ max	6 V	$U_{3/6}$ max	6 V
$I_1$ max	40 mA	$U_{2/1}$ max	6 V
$I_2$ max	40 mA	$I_2$ max	40 mA
$I_5$ max	20 mA	$I_5$ max	20 mA
$I_7$ max	20 mA	$I_3$ max	20 mA
$I_4$ max	10 mA	$I_1$ max	10 mA
$I_3$ max	5 mA	$I_4$ max	10 mA
$I_6$ max	10 mA	$P_{tot}^{1)}$ max	300 mW
$P_{tot}^{1)}$ max	300 mW	$T_j$ max	150 °C
$T_j$ max	150 °C	$T_a$ max	-55...+125 °C
$T_a$ max	-55...+125 °C		

<sup>1)</sup>  $T_a = 45$  °C

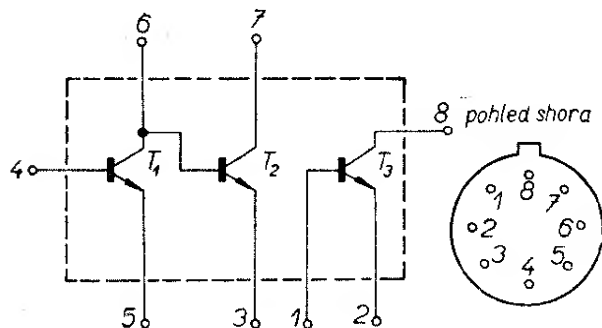


Obr. 10. Doporučená zapojení pro měření parametrů obvodů typu MMA325

výkon 300 mW a rozsah pracovních teplot od  $-55$  do  $+125$  °C. Zesilovač se podobně jako jiné typy zesilovačů řady MMA dodává v pouzdru typu TO-5. Emitor třetího tranzistoru musí být připojen s ohledem na další vývody na nejzápornější potenciál. Podrobnější popis vlastností tranzistorů u obvodu typu MMA325 bude uveden u obvodu typu MMA435, neboť oba obvody jsou shodné. Zesilovač typu MMA325 je obdobou monolitických obvodů TAA151 fy Siemens a TAA293 fy Valvo.

### Monolitický obvod typu MMA435 se třemi tranzistory

Nejširší aplikační možnost z řady třítranzistorových monolitických obvodů poskytuje obvod typu MMA435, neboť má kromě vnitřního propojení kolektoru prvního tranzistoru s bází druhého tranzistoru všechny ostatní elektrody volně a samostatně vyvedené z pouzdra. Zapojení obvodu typu MMA435 je na obr. 11. Elektrické vlastnosti se velmi podobají vlastnostem obvodu MMA325.



Obr. 11. Zapojení a orientace vývodů pouzdra u obvodu typu MMA435

Mezní údaje parametrů jsou v tab. 5. Charakteristické údaje parametrů jsou v tab. 6 (za podmínek specifikovaných výrobcem).

Jednotlivé tranzistory se od sebe liší plošnou strukturou a tím i vlastnostmi. První tranzistor je řešen tak, aby se u něho dosáhlo co největšího zesilovacího činitele a nejmenšího šumu a to i za cenu nejmenšího závěrného napětí  $U_{CE0}$  a nejmenší výkonové zatížitelnosti. U třetího tranzistoru byla zase snaha dosáhnout co největšího závěrného napětí  $U_{CE0}$ , maximální výkonové a proudové zatížitelnosti a co nejmenšího saturačního napětí  $U_{CES}$  a to i za cenu malého proudového zesilovacího činitele.

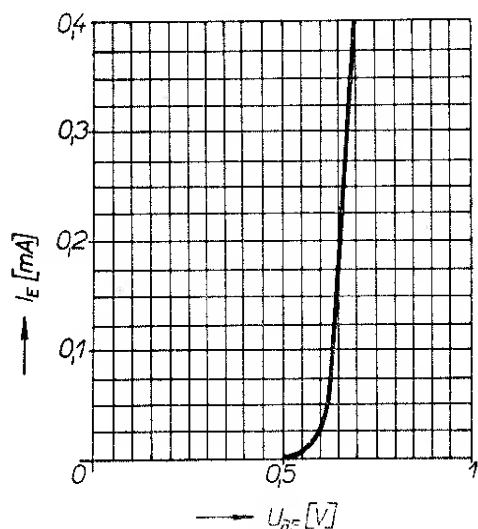
Tab. 6. Charakteristické údaje parametrů zesilovače typu MMA435

Parametr		Měřeno při:
$h_{21E1}$	$>40$	$U_{8/1} = 3,5 \text{ V}, I_5 = 0,2 \text{ mA}$
$h_{21E2}$	$>40$	$U_{6/4} = 6 \text{ V}; I_3 = 0,2 \text{ mA}$
$h_{21E3}$	$>40$	$U_{7/6} = 6 \text{ V}; I_2 = 12 \text{ mA}$
$U_{BE}$	0,55 až 0,8 V	$I_5 = 0,2 \text{ mA}; U_{6/5} = 6 \text{ V}$
$U_{8/2S}$	$<0,7 \text{ V}$	$I_1 = 0,5 \text{ mA}; I_8 = 20 \text{ mA}$
$U_{7/3S}$	$<0,9 \text{ V}$	$I_6 = 0,2 \text{ mA}; I_7 = 8 \text{ mA}$
$F$	$<8 \text{ dB}$	$U_{6/5} = 6 \text{ V}; I_5 = 200 \mu\text{A}; R_g = 10 \text{ k}\Omega; f = 1 \text{ kHz}; \Delta f = 30 \text{ Hz} \dots 15 \text{ kHz}$

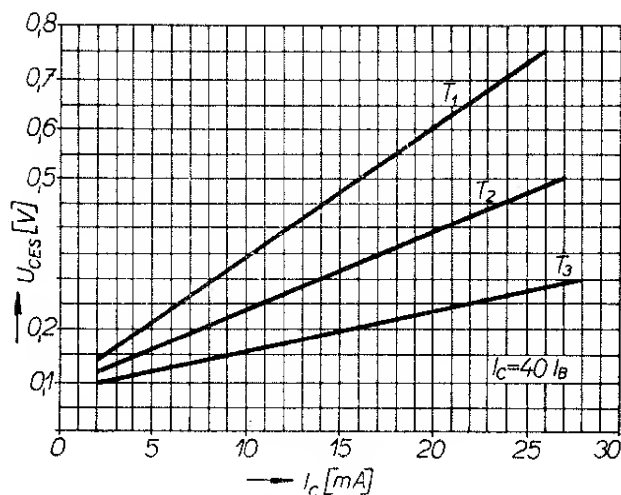
Opět platí, že emitor třetího tranzistoru, vodivě spojený s pouzdrem, má být připojen na nejzápornější potenciál, který se na vývodech může při provozu vyskytnout.

Protože obvod typu MAA435 je velmi vhodný pro aplikace v nf technice (a samozřejmě i v dalších profesionálních a amatérských zařízeních), zmíním se o některých důležitých parametrech jednotlivých tranzistorů podrobněji. Výrobce udává pro třetí tranzistor, který pracuje jako výkonový zesilovač, typický průběh voltampérové charakteristiky emitorového přechodu podle obr. 12. Dále výrobce udává typické závislosti saturačních napětí  $U_{CES}$  pro jednotlivé tranzistory podle obr. 13. Uvedené závislosti platí pro kolektorový proud rovný čtyřicetinasobku bázevého proudu. Na obr. 14 a 15 jsou uvedeny typické závislosti proudového zesilovacího činitele  $h_{21E}$  na emitorovém proudu pro první tranzistor a pro druhý tranzistor. Uvedené závislosti platí pro napětí  $U_{CB} = 5\text{ V}$ , pro teplotu okolí  $-50^\circ\text{C}$ ,  $+25^\circ\text{C}$ ,  $+50^\circ\text{C}$  a  $+100^\circ\text{C}$ .

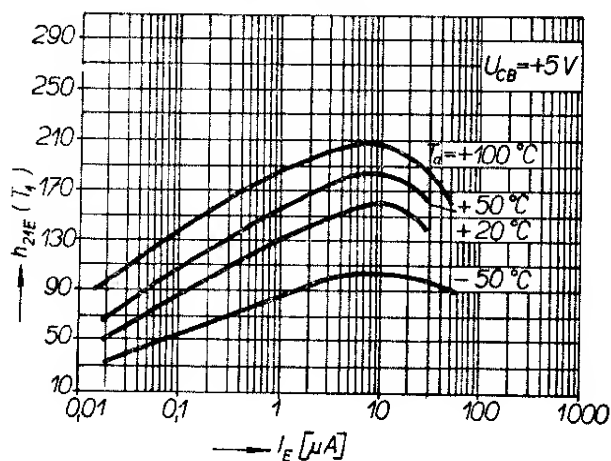
Pro aplikace, při nichž má zesilovač sloužit k zesílení malých signálů, je nezbytné nastavit pracovní režim zesilovače s ohledem na dosažení co nejmenšího vlastního šumu. Na šumu se rozhodujícím způsobem podílí první tranzistor,



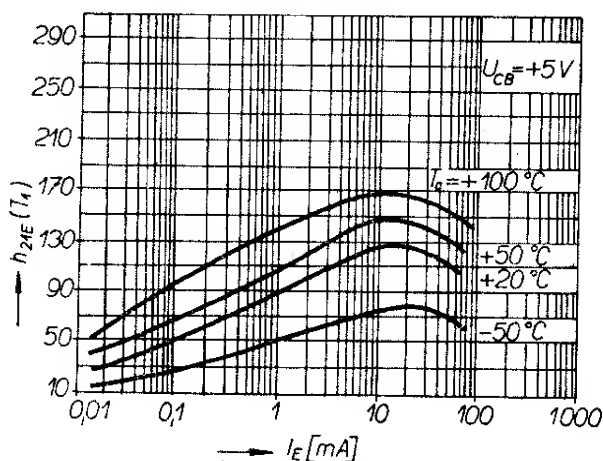
Obr. 12. Typický průběh voltampérové charakteristiky emitorového přechodu třetího tranzistoru u obvodu typu MAA435



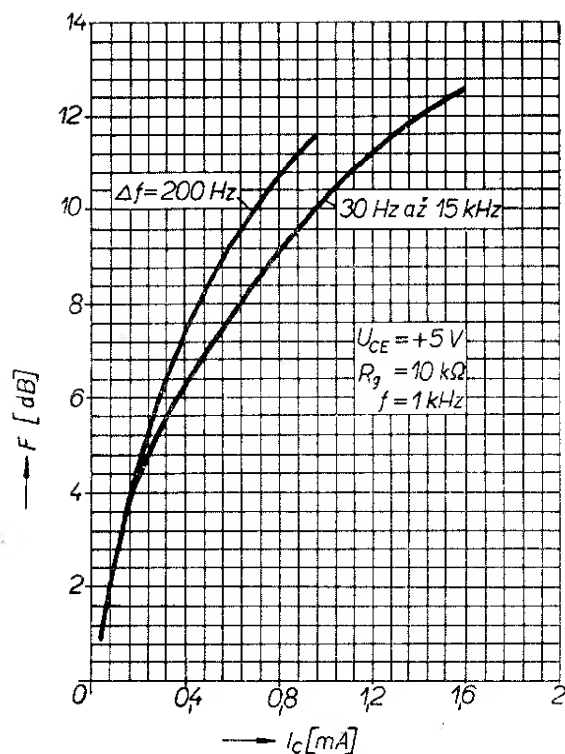
Obr. 13. Typické závislosti saturačních napětí  $U_{CES}$  u tranzistorů z obvodu typu MAA435



Obr. 14. Typické závislosti proudového zesilovacího činitele  $h_{21E}$  na emitorovém proudu u prvního tranzistoru z obvodu typu MAA435

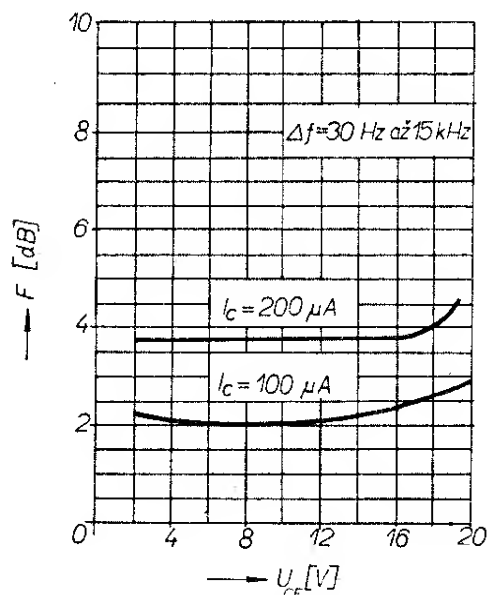


Obr. 15. Typická závislost proudového zesilovacího činitele  $h_{21E}$  na emitorovém proudu u druhého tranzistoru z obvodu typu MAA435



Obr. 16. Spektrální závislost šumu na kmitočtu u prvního tranzistoru z obvodu typu MAA435

který zpracovává signál s nejmenší úrovní. Z typických závislostí šumového činitele na kolektorovém proudu na kmitočtu 1 kHz při šířce pásma 200 Hz a v oblasti

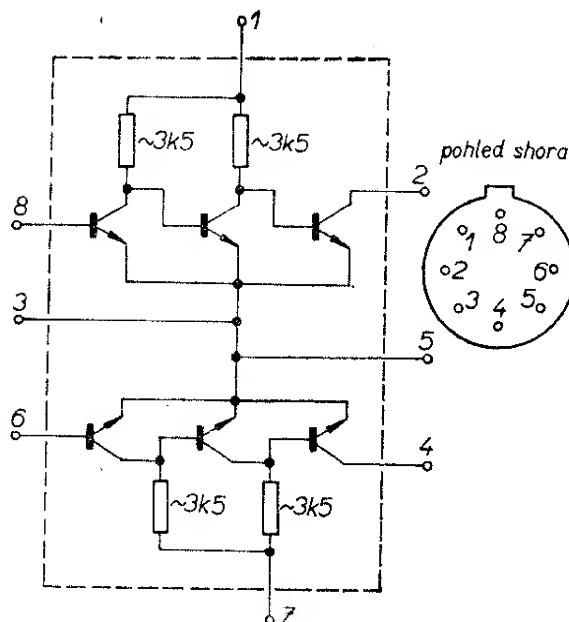


Obr. 17. Závislost šumu při kolektorovém proudu 100  $\mu A$  a 200  $\mu A$  na napětí  $U_{CE}$  u prvního tranzistoru z obvodu typu MAA435

30 Hz až 15 kHz na obr. 16 je vidět, že šum je možno značně zmenšit, má-li první tranzistor malý kolektorový proud. Obdobný závěr vyplývá i ze závislosti na obr. 17, kde jsou uvedeny pro šířku pásma 30 Hz až 15 kHz a pro kolektorový proud 100  $\mu A$  a 200  $\mu A$  závislosti činitele šumu na napětí mezi kolektorem a emitemorem. Ze závislosti vyplývá, že šum se s napětím téměř nemění, že však značně závisí na kolektorovém proudu. Z měření je zřejmé, že při výstupním odporu generátoru signálu 3 až 7 k $\Omega$  je šumový činitel menší než 2 dB.

### Monolitické stereofonní zesilovače typu MBA225 a MBA245

Zesilovače typu MBA225 a MBA245 jsou přímou konstrukční modifikací typů MAA125 a MAA145. Podle zapojení na obr. 18 je obvod sestaven z dvojice sousedních struktur zesilovačů MAA125 a MAA145, které jsou umístěny na společné křemíkové destičce. Proto také charakteristické i mezní údaje parametrů udávané výrobcem jsou stejné. Navíc se uvádí, že rozdíl v napěťovém zesílení mezi kanály je nejvýše 5 dB. Tento údaj platí pro napájecí napětí 7 V, kmitočet



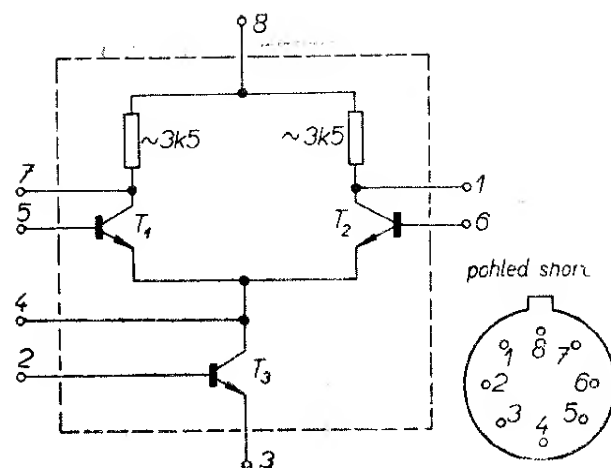
Obr. 18. Zapojení a orientace vývodů obvodů typu MBA225 a MBA245

1 kHz a zatěžovací odpory 470  $\Omega$ . Zesilovače se vyrábějí v pouzdru typu TO-5 s osmi vývody a mohou se použít v aplikacích až do kmitočtu asi 30 MHz.

### Monolitické diferenciální zesilovače typu MBA125 a MBA145

Pro aplikace v měřicí a regulační technice jsou určeny diferenciální zesilovače typu MBA125 a MBA145 se zapojením podle obr. 19. Charakteristické údaje parametrů jsou v tab. 7 a mezní údaje parametrů jsou v tab. 8.

Pro tyto zesilovače se používá stejná difúzní struktura jako u ostatních třítranzistorových obvodů řady MAA. Jako rozdílový zesilovač pracují tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ . Zdroj emitorového proudu je vytvořen tranzistorem  $T_3$  (u ostatních typů se tranzistor používá jako výkonový stupeň). Tranzistor  $T_3$  představuje velkou dynamickou impedanci (v lineární oblasti kolektorových charakteristik), která přispívá k symetrizaci a ke zmenšení teplotního driftu vstupní napětové nesymetrie u diferenciálních tranzistorů.



Obr. 19. Zapojení a orientace vývodů obvodů typu MBA125 a MBA145

K dobré teplotní stabilitě přispívá i to, že je celý obvod vytvořen ve společné křemíkové destičce. Při zvolené geometrii i způsobu zapojení jsou doby šíření tepla v destičce zanedbatelné. Pro zmenšení teplotního driftu lze nastavit optimální velikosti klidových emitorových proudů co nejmenší (např. 30 až 100  $\mu A$ ) volbou vnějších odporů mezi kladným pólem (nebo nulou) napájecího

Tab. 7. Charakteristické údaje zesilovačů typu MBA125 a MBA145

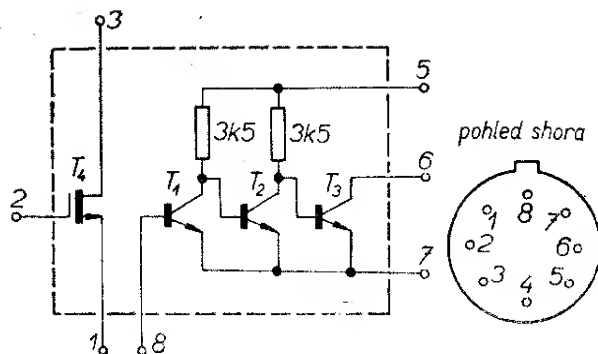
Typ zesilovače: MBA125; MBA145				Měřeno při
Parametr:				$U_B = \pm 7 V$
Rozdílový napěťový zisk	$A_{u \text{ roz}}$	$> 50$		
Výstupní rozkmit	$U_{\text{řř}}$	3,5	V	
Vstupní napěťová nesymetrie	$U_{N \text{ vst}}$	$< 4$	mV	
Vstupní proudová nesymetrie	$I_{N \text{ vst}}$	$< 2$	$\mu A$	
Vstupní klidový proud	$I_{0 \text{ vst}}$	$< 50$	$\mu A$	
Činitel potlačení součtového signálu	$H$	$> 60$	dB	
Vstupní odpor	$R_{\text{vst}}$	2,5	k $\Omega$	
Výstupní odpor	$R_{\text{výst}}$	2,3	k $\Omega$	
Šířka pásma	$f$	0,001 .. .. 5 000	kHz	

Tab. 8. Mezní údaje zesilovačů typu MBA125 a MBA145

Typ zesilovače		MBA125	MBA145	
Parametr				
$U_B$	max	$\pm 7$	$\pm 12$	V
$U_{dif}$	max	$\pm 4$	$\pm 4$	V
$U_{1/4}$	max	7	12	V
$U_{7/4}$	max	7	12	V
$I_3$	max	20		mA
$P_{tot}$	max	300		mW
$T_j$	max	150		°C
$T_a$	max	$-55 \dots +125$		°C

napětí a bázi s emitorem tranzistoru  $T_3$ . Při menších emitorových proudech se zlepšuje souběh napětí na emitorových přechodech tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$ . K tomu, aby bylo možno dosáhnout vyvážení diferenciálního zesilovače v klidovém stavu připojením bází vstupních tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  na zem, je nutno použít dvojité, nejlépe symetrické napájecí napětí. U typu MBA125 připouští výrobce napájecí napětí až  $\pm 7$  V a u typu MBA145  $\pm 12$  V. Diferenciální napěťové zesílení je nejméně 50, amplituda výstupního napětí nejméně 3,5 V. Vstupní napěťová nesymetrie je menší než 4 mV, vstupní proudová nesymetrie je menší než  $2 \mu A$ , vstupní klidový proud je menší než  $50 \mu A$ , činitel potlačení součtového napětí je větší než 60 dB, diferenciální vstupní odpor je větší než  $2,5 \text{ k}\Omega$ , diferenciální výstupní odpor je menší než  $2,3 \text{ k}\Omega$  a šířka pásma je od 0 do 5 MHz. Uvedené parametry platí při napájecím napětí  $\pm 7$  V. Bližší vysvětlení významu jednotlivých parametrů si uvedeme u operačních zesilovačů typové řady MAA500.

Podle měření je proudový zesilovací činitel  $h_{21E}$  u tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  při kolektorovém proudu  $100 \mu A$  větší než 50.



Obr. 20. Zapojení impedančních převodníků typu KFZ53 a KFZ54

### Monolitické impedanční převodníky typu KFZ53, KFZ54

Posledními členy řady polovodičových lineárních monolitických zesilovačů jsou impedanční převodníky zapojené podle obr. 20. Vlastnosti dílčích struktur odpovídají tranzistoru MOS typu KF520 a třístupňovému přímovězanému zesilovači typu MAA125 nebo MAA145. Přidáním několika odporů je možno propojit obě části a získat impedanční převodník se vstupním odporem  $10^{12} \Omega$ , výstupním asi  $100 \Omega$  a s celkovým napěťovým zesílením větším než 60 dB. Převodník může být použit např. jako nízkofrekvenční předzesilovač s velkým vstupním odporem pro připojení keramické přenosky.

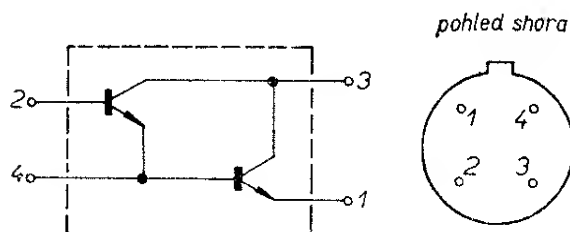
## Sdružené polovodičové prvky

Skupinou součástek, která tvoří přechod mezi diskrétními polovodičovými prvky a monolitickými obvody, jsou tzv. sdružené polovodičové prvky. Zavedení těchto součástek do praxe má kromě určitých technických výhod (např. párované prvky, těsný teplotní souběh parametrů prvků apod.) přinést i postupné zlepšení cenové dostupnosti. Sdružený prvek obsahuje obvykle dva samostatné prvky, které jsou buď vhodně propojeny, nebo jsou navzájem elektricky nezávislé. Zavedením výroby se sleduje, aby cena sdruženého polovodičového

prvku byla menší než součet cen prvků, z nichž je sdružený prvek sestaven.

### Dvojice tranzistorů v Darlingtonově zapojení typu KFZ66, KFZ68 a KSZ62

Pro zapojení, v nichž je vhodné použít tranzistor s velkým proudovým zesilovacím činitelem, jsou určeny dvojice tranzistorů v Darlingtonově zapojení. V n. p. Tesla Rožnov se vyrábějí sdružené prvky typu KFZ66, obsahující dva tranzistory typu KF506 nebo typu KF508 v Darlingtonově zapojení. Zapojení obou prvků s orientací vývodů pouzdra je na obr. 21. U obou typů je povoleno závěrné napětí  $U_{CE} = 60$  V. Proudový zesilovací činitel je u typu KFZ66 2 000 až 20 000 a u typu KFZ68 7 000 až 70 000. Dále se vyrábí sdružený prvek KSZ62, který obsahuje dva tranzistory typu KSY62 v Darlingtonově zapojení. Způsob zapojení spolu s orientací vývodu pouzdra je na obr. 22. Proudový zesilovací činitel je

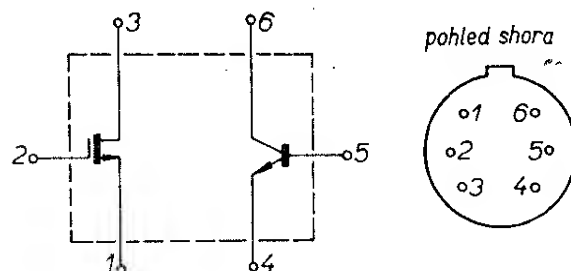


Obr. 21, 22. Zapojení a orientace vývodů u sdružených tranzistorů typu KFZ66, KFZ68 a KSZ62

větší než 625 a závěrné napětí je větší než 25 V. Ostatní parametry jsou stejné jako u odpovídajících typů tranzistorů KF506, KF508 nebo KSY62.

### Impedanční převodníky typu KFZ50 a KFZ51

Sloučením tranzistorů typu KF520 a KC508 jsou vytvořeny impedanční převodníky KFZ50 a KFZ51. Zapojení a orientace vývodů v pouzdru typu TO-5 u obou typů jsou na obr. 23. Charakte-



Obr. 23. Zapojení a orientace vývodů u převodníků typu KFZ50 a KFZ51

ristické údaje parametrů jsou stejné jako u tranzistorů KF520 a KC508. Mezní údaje jsou uvedeny v tab. 9.

### Párované tranzistory typu KCZ58, KCZ59 a KFZ52

Užitečnou pomocí pro aplikační praxi jsou sdružené prvky typu KCZ58 (dva párované tranzistory typu KC508),

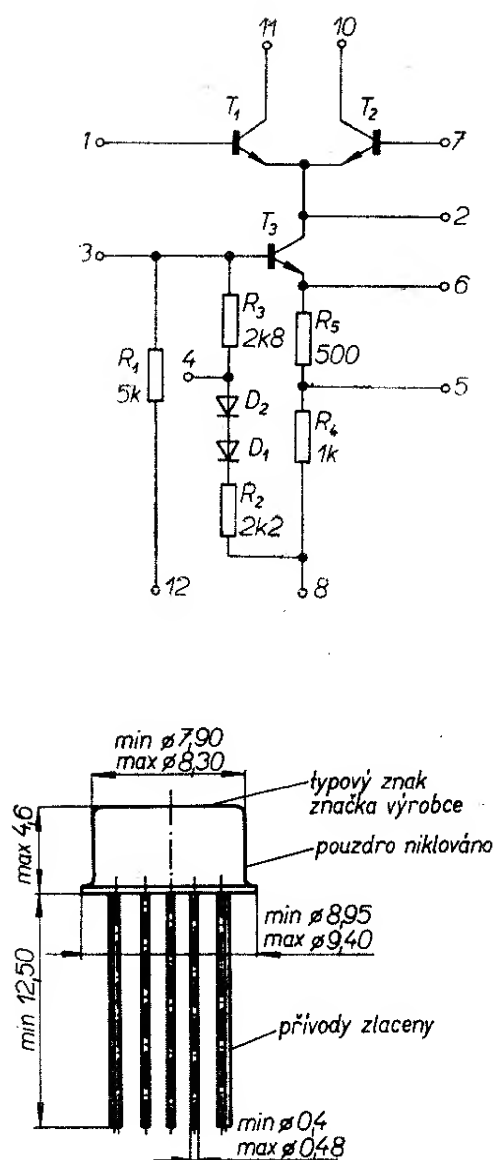
Tab. 9. Mezní údaje impedančních převodníků typu KFZ50 a KFZ51

Typ	$R_{vst}$ MOS [Ω]	Ostatní údaje shodné s tranzis- tory	Mezní údaje								
			Systém KF520			Systém KC508				Sdružený prvek	
			$U_{CE}$ [V]	$U_{GE}^1)$ [V]	$I_C$ [mA]	$U_{CB}$ [V]	$U_{CE}$ [V]	$U_{EB}$ [V]	$I_C$ [mA]	$P_{tot}$ [mW]	$T_j$ [°C]
KFZ50	$> 10^{13}$	KF520, KC508	30	$\pm 70$	30	20	20	5	50	400	175
KFZ51	$> 10^{10}$	KF520, KC508	30	$\pm 70$	30	20	20	5	50	400	175

<sup>1)</sup>  $U_{GE} = 15$  V



**R<sub>K</sub>  $\frac{6}{70}$  • 17**



Obr. 26. Zapojení a orientace vývodů u obvodů typu MA3005 a MA3006

silovač. Obvody jsou pouzdřeny v modifikovaném pouzdru typu TO-5 s dvanácti vývody.

Zapojení obvodů s nákresem orientace vývodů pouzdra je na obr. 26. Podle technických podmínek udává výrobce pro oba typy zesilovačů stejné mezní údaje parametrů (jsou uvedeny v tab. 12). Dále výrobce v technických podmínkách uvádí jmenovité údaje parametrů (jsou uvedeny v tab. 13). Jak z této tabulky vyplývá, je jediným rozdílem mezi obvody napětová nesymetrie vstupu. U obvodu typu MA3006 se pro doporučené pracovní podmínky uvádí maximální velikost napětové nesymetrie vstupu 1,1 mV, zatímco u obvodu typu MA3005 se uvádí pouze střední hodnota 2,6 mV. Z tohoto hlediska je obvod typu MA3006 horší, avšak ve všech ostatních parametrech jsou oba obvody rovnocenné.

Vzhledem k tomu, že výrobce specifikuje všechny rozhodující statické i dynamické parametry, je nutno pro správné posouzení obvodů znát nejen základní popis podmínek měření (jsou určeny v tab. 13 velikostí kladného i záporného napětí dvojitého napájecího zdroje, případně kmitočtem měřeného signálu), ale i vhodné zapojení obvodu při měření. Jak se již stalo zvykem, je nezbytné kromě velikosti příslušného pa-

Tab. 12. Mezní údaje vř zesilovače typu MAA3005 a MAA3006

Kladné napětí ss zdroje	$U_{CC}$	+12 V
Záporné napětí ss zdroje	$U_{EE}$	-12 V
Vstupní napětí (nesym. vstup)		$\pm 3,5$ V
Vstupní napětí (symetr. vstup)		-2,5 až +3,5 V
Max. provozní teplota okolí	$T_a$	-55 až +125 °C
Max. skladovací teplota okolí	$T_{stg}$	-65 až +200 °C
Max. ztrátový výkon	$P_{tot}$	300 mW

Tab. 13. Charakteristické údaje vf zesilovačů typu MA3005 a MA3006

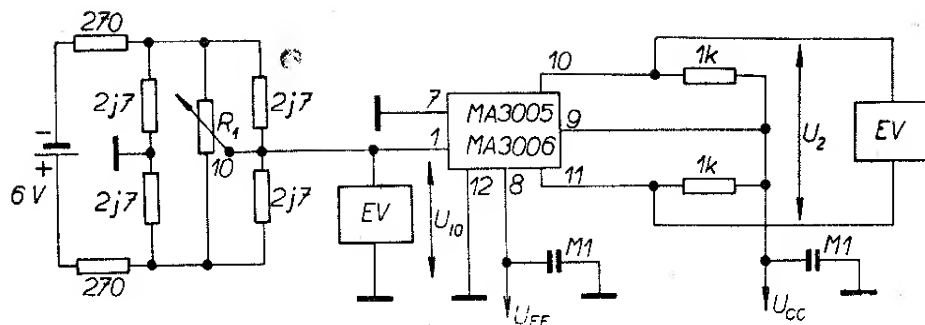
Parametr			Údaj			Nastavení				Poznámka
			min.	stř.	max.	$U_{CC}$ [V]	$U_{EE}$ [V]	$f$ [MHz]	$T_a$ [°C]	
Napěťová nesymetrie vstupu	$U_{IO}$	mV			1,1	+6	-6		+25	pro MA3006
Napěťová nesymetrie vstupu	$U_{IO}$	mV		2,6		+6	-6		+25	pro MA3005
Vstupní klid. proud	$I_I$	$\mu A$			42	+6	-6		+25	
Proudová nesymetrie vstupu	$I_{IO}$	$\mu A$			2,1	+6	-6		+25	
Klidové provozní proudy, režim A	$I_{IO}, I_{II}$	mA	0,55	1,1	1,7	+6	-6		+25	
Klidové provozní proudy, režim B	$I_{IO}, I_{II}$	mA	0,23	0,5	0,8	+6	-6		+25	
Klidové provozní proudy, režim C	$I_{IO}, I_{II}$	mA	1,5	3,0	4,6	+6	-6		+25	
Klidové provozní proudy, režim D	$I_{IO}, I_{II}$	mA	0,75	1,6	2,5	+6	-6		+25	
Provozní proudy, režim A	$I_{CC}, I_{EE}$	mA	1,2		3,9	+6	-6		+25	
Provozní proudy, režim A	$I_{CC}, I_{EE}$	mA	1,2		4,4	+6	-6		-55	
Provozní proudy, režim A	$I_{CC}, I_{EE}$	mA	1,1		3,9	+6	-6		+125	
Výkonový zisk (kaskóda)	$G_p$ kas	dB	15			+6	-6	100	+25	
Výkonový zisk dif. zesilovače	$G_p$ dif	dB	13			+6	-6	100	+25	
Šumové číslo dif. zesilovače	$F_{dif}$	dB			9,5	+6	-6	100	+25	
Rozsah reg. zisku	ARZ	dB	60			+6	-6	1,75	+25	

Pozn.: 1. Režim A – vývody 4 a 5 nespojeny s vývodem 8; režim B – vývod 4 spojen s vývodem 8; režim C – vývod 5 spojen s vývodem 8; režim D – vývody 4 a 5 spojeny s vývodem 8.

2. Střední hodnoty jsou pouze informativní

3. Součástky použité při měření první šestice veličin mají mít předepsanou hodnotu s přesností: odpory  $\pm 1\%$ , kondenzátory a indukčnosti  $\pm 10\%$ .

Obr. 27. Doporučené zapojení pro měření napětové nesymetrie vstupů u obvodů typu MA3005 a MA3006 (EV nejlépe číslicový voltmetr)



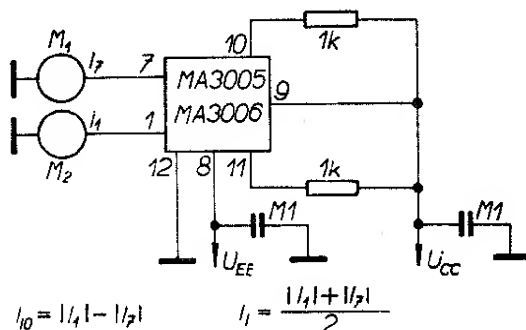
rametru plně specifikovat i konkrétní zapojení monolitického obvodu při měření, jinak by vlastní údaj nic neříkal.

Pro určení napětové nesymetrie vstupu doporučuje výrobce zapojit obvody typu MA3005 a MA3006 podle obr. 27. Vlivem chyb v technologii a v materiálu, kterým se při výrobě nelze vyhnout, mají tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  určité odchylky ve voltampérových charakteristikách emitorových přechodů. Tyto odchylky se projevují tak, jakoby byl mezi emitery zabudován zdroj malého napětí. Napětová nesymetrie vstupu se zesilovačem zesílí a u zesilovače se symetrickým výstupem se mezi výstupními vývody objeví napětí. Je proto třeba při měření tohoto obvodu nastavit potenciometrem  $R_1$  na vstupu malé kladné nebo záporné napětí proti zemi tak, až se potlačí napětí mezi výstupy. Druhý vstup je připojen na zem.

Dalšími parametry, které se musí měřit podle zapojení, doporučeného výrobcem, jsou proudové nesymetrie vstupů a vstupní proud. Hlavním zdrojem proudové nesymetrie vstupů je rozdílnost v proudových zesilovacích činitelích diferenciálních tranzistorů. Podle způsobu zvole-

ného výrobcem (obr. 28) se připojí vstupy přes dva stejné mikroampérmetry na zem a měří se oba vstupní proudy. Rozdíl vstupních proudů je proudová nesymetrie vstupů  $I_{IO}$  a průměrná hodnota z obou vstupních proudů je vstupní proud  $I_I$ .

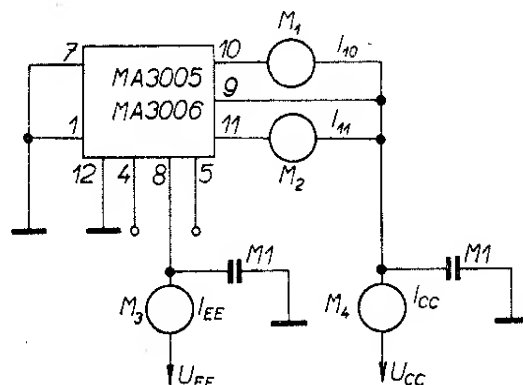
Vzhledem k tomu, že u obvodů typu MA3005 a MA3006 jsou kolektory diferenciálních tranzistorů vyvedeny přímo (bez vnitřních zatěžovacích odporů), udává výrobce klidové kolektorové proudy  $I_{10}$  a  $I_{11}$ . Pro jejich určení je doporučeno zapojení podle obr. 29. V tomto zapojení jsou vstupy zesilovače připojeny na zem a měří se kolektorové proudy tranzistorů. Tyto kolektorové proudy se měří pro čtyři pracovní režimy monolitického zesilovače. V režimu A nejsou vývody 4 a 5 spojeny s vývodem 8, v režimu B je vývod 4 spojen s vývodem 8, v režimu C je vývod 5 spojen s vývodem 8 a v režimu D jsou všechny vývody 4, 5, 8 spojeny dohromady. Různým propojením vývodů se mění poměry v dolní části bázevého a emitorového děliče tranzistoru  $T_3$ . Tranzistor  $T_3$  pracuje při využití



$$I_{IO} = |I_I| - |I_P|$$

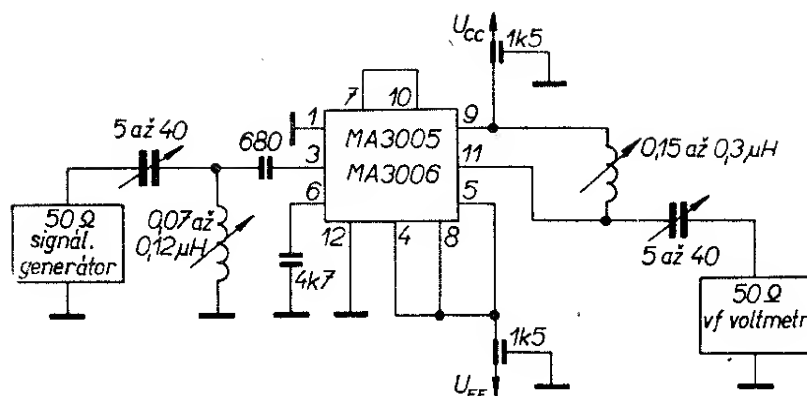
$$I_I = \frac{|I_I| + |I_P|}{2}$$

Obr. 28. Doporučená zapojení pro měření proudové nesymetrie vstupů u obvodů typu MA3005 a MA3006



Obr. 29. Doporučená zapojení pro měření klidových kolektorových proudů u obvodů typu MA3005 a MA3006

Obr. 30. Doporučená zapojení pro měření výkonového zisku kaskádového zapojení u obvodů typu MA3005 a MA3006

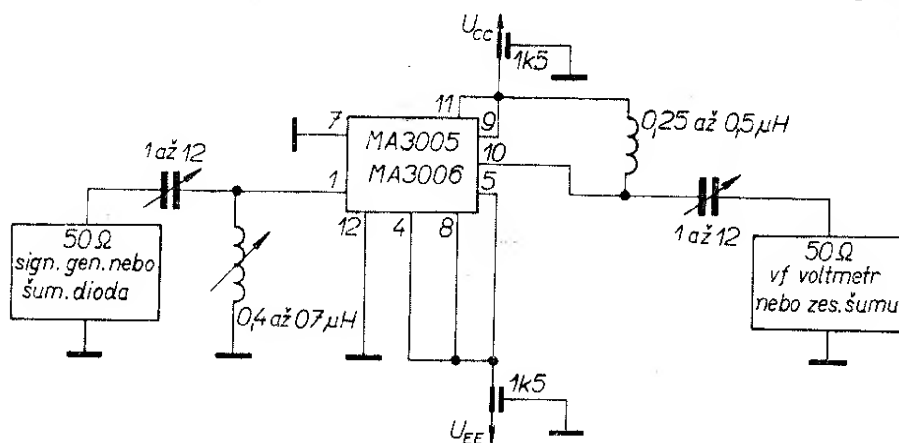


obvodu jako diferenciálního zesilovače jako zdroj emitorových proudů. Různým propojením vývodů 4, 5 a 8 se mění tvrdost tohoto zdroje proudu.

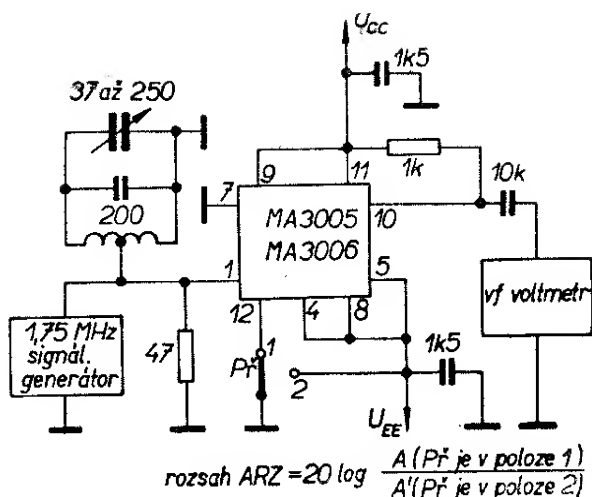
Výkonový zisk obvodu, zapojeného v kaskádovém zapojení, se doporučuje měřit podle zapojení na obr. 30. Při kaskádovém zapojení pracuje na vstupu tranzistor  $T_3$  a výstup je z kolektoru tranzistoru  $T_1$  nebo  $T_2$ . Nepoužitý tranzistor z dvojice  $T_1$  a  $T_2$  má bázi propojenu s kolektorem dokrátka bez připojení k vnějšímu obvodu. V případě kaskádového zapojení pracuje tranzistor  $T_3$  v zapojení se společným emitorem (velký vstupní odpor) a výstupní tranzistor  $T_1$  nebo  $T_2$  pracuje v zapojení se společnou bází (malý výstupní odpor a velké napěťové zesílení). Obvod se měří signálem o kmitočtu 100 MHz. Na vstup i výstup se připojují laděné obvody LC. Kondenzátor 4,7 nF slouží k vf blokování emitoru vstupního tranzistoru. Obvod je vhodné umístit do uzavřeného stínícího krytu a přívody od napájecích zdrojů blokovat průchodkovými kondenzátory o kapacitě 1,5 nF.

Výrobce udává i výkonový zisk a šumové číslo zesilovače v diferenciálním zapojení. Doporučené zapojení pro měření je na obr. 31. Výkonový zisk se měří obdobným způsobem jako v předchozím případě. Při měření šumu se na vstup zesilovače připojuje šumová dioda a na výstup se připojuje zesilovač šumu.

Volbou záporného napětí na vývodu 12, který je připojen přes vnitřní odpor 5 kΩ na bázi tranzistoru  $T_3$ , je možno řídit tvrdost proudového zdroje (vnitřní impedanci) a tím zavádět zápornou zpětnou vazbu (proměnný emitorový odpor). Výsledkem je řízení napěťového zesílení. Této možnosti se nejčastěji využívá při aplikaci obvodu jako mf zesilovače s řízeným zesílením. Podle doporučeného zapojení (obr. 32) se na vývod 12 jednak přivádí plné záporné napětí zdroje a jednak se vývod 12 připojuje na zem. V prvním případě je tranzistor  $T_3$  uzavřen (největší odpor) a ve druhém případě je tranzistor  $T_3$  otevřen. Poměr mezi napěťovým zesílením při obou pracovních režimech tranzistoru udává dynamickou regulaci napěťového zesílení.

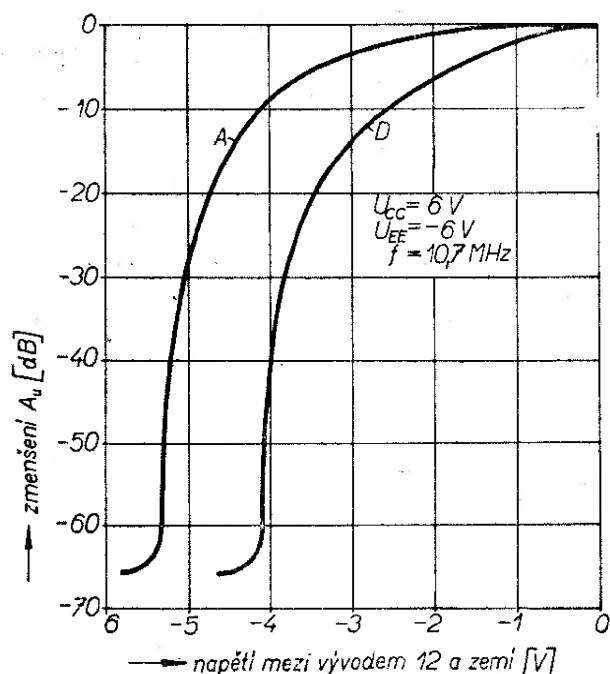


Obr. 31. Doporučená zapojení pro měření výkonového zisku a šumového čísla diferenciálního zapojení obvodů typu MA3005 a MA3006



Obr. 32. Doporučené zapojení pro měření dynamiky regulace napětového zesílení u diferenciálního zapojení obvodů typu MA3005 a MA3006

Dynamika regulace zesílení se měří na kmitočtu 1,75 MHz. Obvykle se uvádí v dB – proto je třeba ze získaného podílu určit logaritmus a násobit dvaceti. Způsob měření je běžný a vyplývá z doporučeného zapojení. Obvody typu MA3005 a MA3006 jsou přímým ekvivalentem obvodů typu GA3005 a GA3006 fy RCA.



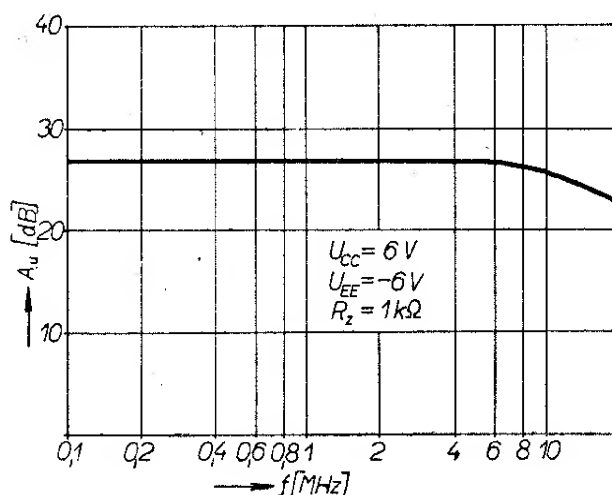
Obr. 33. Závislost diferenciálního zesílení obvodů typu MA3005 a MA3006 na velikosti záporného napětí na vývodu 12 (pro pracovní režimy A a B)

Z měření na obvodech MA3005 a MA3006 a z údajů publikovaných firmou RCA byly získány některé výsledky, které n. p. Tesla Rožnov neuvádí. Např. byla změřena závislost diferenciálního napětového zesílení (s jedním vstupem uzemněným) pro pracovní režimy A (vývody 4 a 5 nespojeny s vývodem 8) a D (vývody 4 a 5 spojeny s vývodem 8) na velikosti záporného napětí na vývodu 12. K měření se použilo stejné zapojení jako při měření rozsahu regulace napětového zesílení. Měřicí signál měl kmitočet 10,7 MHz a výsledná závislost je na obr. 33. Napájecí napětí bylo  $\pm 6$  V.

Pro zapojení s pracovním režimem zdroje proudu podle A (vývod 8 nespojen s vývody 4 a 5) a při jednom vstupu uzemněném a druhém vstupu použitým pro buzení, byla změřena závislost diferenciálního napětového zesílení na kmitočtu podle obr. 34. V kolektorech tranzistorů jsou zapojeny zatěžovací odpory 1 k $\Omega$  a napájecí napětí je  $\pm 6$  V. Z měření vyplynulo, že na kmitočtu 10,7 MHz má obvod napětové zesílení minimálně 20 dB.

#### Monolitické výkonové zesilovače typu MA0402 a MA0403

Pro uspokojení potřeb výrobců magnetofonů, gramofonů, rozhlasových přijímačů a televizních přijímačů a dalších



Obr. 34. Závislost diferenciálního zesílení obvodů typu MA3005 a MA3006 na kmitočtu (pro režim A)

zařízení spotřební elektroniky byla v n. p. Tesla Rožnov vyvinuta a zahájena výroba typové řady MA0400, která obsahuje dva monolitické nízkofrekvenční zesilovače MA0402 a MA0403. Tyto obvody jsou určeny pro aplikace, vyžadující budicí zesilovač a koncový zesilovač středního výkonu. Obdobné typy zesilovačů vyrábí firma Plessey (typ SL420), firma Motorola (typy PA244 a PA246) a prodává firma Sinclair.

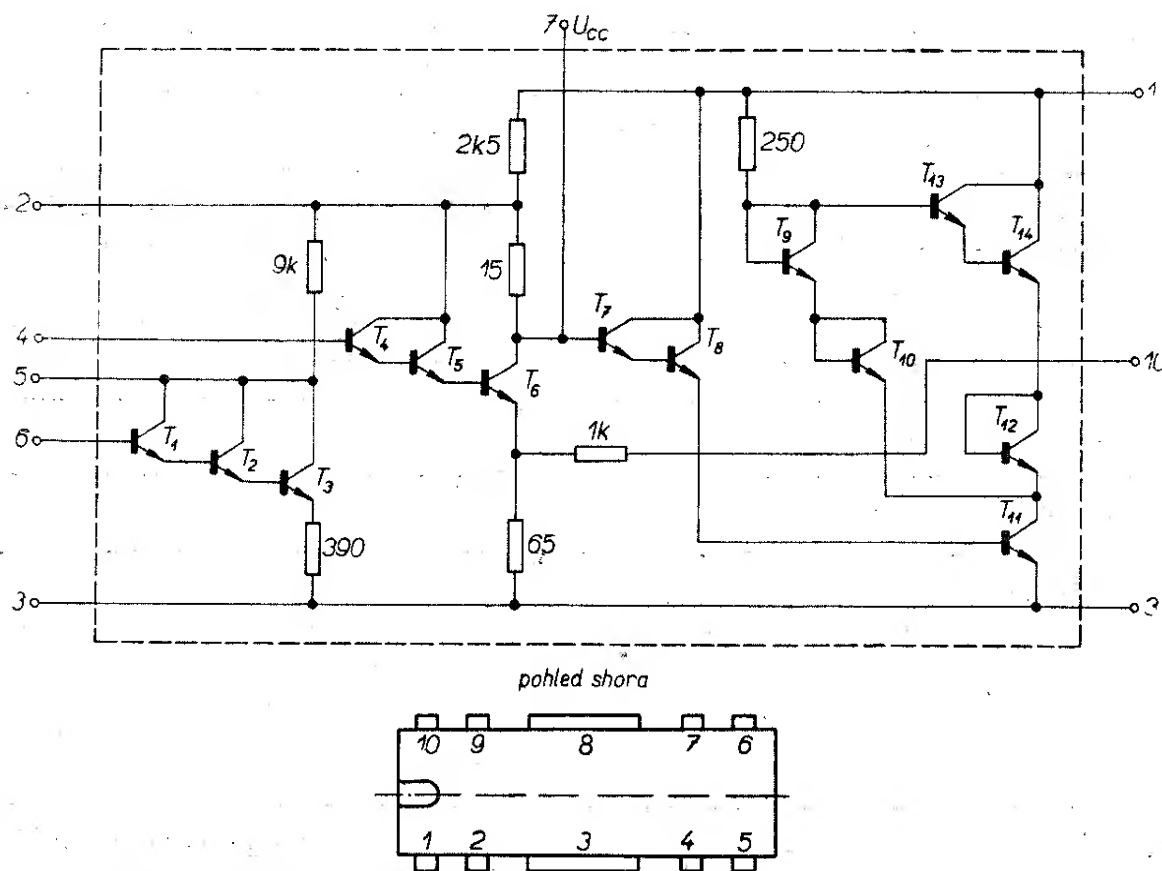
Konstrukce zesilovačů MA0402 a MA0403 je určuje nejen pro aplikace ve funkci koncového výkonového zesilovače s kapacitní vazbou na reproduktor, ale i pro řízení relé, výkonových tranzistorů a triaců, malých stejnosměrných i střídavých motorů apod.

Oba typy zesilovačů MA0402 a MA0403 mají stejné zapojení. Na základě výběru při měření elektrických parametrů ve výrobě se pak zesilovače třídí na typy MA0402 a MA0403. Jak vyplývá z tabulek parametrů, je pro třídění rozhodující maximálně přípustný výstupní výkon, který závisí nejen na vlastnostech

koncového stupně zesilovače, ale i na dosaženém teplotním odporu mezi systémem obvodu a chladicí částí pouzdra.

Podle zapojení na obr. 35 obsahuje zesilovač předzesilovací část s tranzistory  $T_1$  až  $T_8$  a koncovou část s tranzistory  $T_9$  až  $T_{14}$ . Předzesilovač je vytvořen dvěma trojstupňovými emitorovými sledovači s velmi silnou sériovou zápornou zpětnou vazbou, která zajišťuje velký vstupní odpor a malý vstupní proud zesilovače. Předzesilovač se užívá pro vytvoření stejnosměrného „nastavovacího“ napětí pro koncový zesilovač a musí vždy pracovat se stejnosměrnou paralelní zápornou zpětnou vazbou. Vhodnou volbou zapojení je zajištěna teplotní kompenzace nastavovacího napětí pro budicí stupeň s tranzistory  $T_7$  a  $T_8$ .

Výkonový zesilovač se skládá z koncového stupně (který je řízen z budicího stupně dvoustupňovým emitorovým sledovačem) a z emitorového sledovače, který zajišťuje dobré impedanční oddělení mezi koncovým stupněm a předzesilovačem. Klidový proud koncového



Obr. 35. Zapojení a orientace vývodů obvodů typu MA0402 a MA0403

stupně je nastaven „nastavovacím“ proudem přes odpor  $250\ \Omega$  a relativní plochou emitorových přechodů tranzistorů  $T_9$ ,  $T_{10}$ ,  $T_{12}$ ,  $T_{13}$  a  $T_{14}$ . K linearitě vstupního signálu přispívá silná záporná zpětná vazba přes odpory  $1\ \text{k}\Omega$  a  $65\ \Omega$ , která je větší než  $30\ \text{dB}$ . Zátěž (kterou je obvykle reproduktor) je vhodné připojit přes vazební kondenzátor mezi výstup a zem. Pro zlepšení odvodu tepla, vznikajícího výkonovou ztrátou zesilovače, jsou na každé delší straně pouzdra tři střední vývody spojeny a využity pro připojení na chladič. Přitom je vývod č. 3 připojen na záporný pól napájecího napětí a vývod č. 8 je od

obvodu elektricky izolován. Podle zkoušek stačí pro účinné chlazení při plném výstupním výkonu Al nebo Cu plech tloušťky  $2\ \text{mm}$  s plochou  $50\ \text{cm}^2$ .

Přehled mezních údajů monolitických zesilovačů MA0402 a MA0403 je v tab. 14. Základním rozdílem mezi oběma typy zesilovačů je teplotní odpor mezi systémem a chladicími vývody a velikost povoleného napájecího napětí. Podle těchto parametrů jsou zesilovače tříděny na maximální výstupní výkon  $3,5\ \text{W}$  (typ MA0403) a výstupní výkon  $2\ \text{W}$  (typ MA0402).

V tab. 15 jsou uvedeny jmenovité údaje funkčních parametrů.

Tab. 15. Charakteristické údaje výkonových zesilovačů typu MA0402 a MA0403

Parametr			Údaj		Podmínky měření
			MA0403	MA0402	
Výstupní výkon	$P_0$	W	2,5	—	$U_{CC} = 18\ \text{V}; R_z = 8\ \Omega; K = 5\ \%; f = 1\ \text{kHz}$
Výstupní výkon	$P_0$	W	—	1	$U_{CC} = 12\ \text{V}; R_z = 8\ \Omega; K = 5\ \%; f = 1\ \text{kHz}$
Vstupní napětí	$U_{vst}$	mV	350	250	$U_{CC} = 18\ \text{V}; 12\ \text{V}; R = 8\ \Omega; P = 2,5; 1\ \text{W}; f = 1\ \text{kHz}$
Účinnost	$\eta$	%	45		$P = 2,5; 1\ \text{W}$
Vstupní napětí	$U_{vst}$	mV	50	—	$U_{CC} = 18\ \text{V}; R_z = 8\ \Omega; P = 50\ \text{mV}; f = 1\ \text{kHz}$
Klidový proud	$I_0$	mA	50		$U_{CC} = 18\ \text{V}; 12\ \text{V}; R_z = 8\ \Omega$
Kmitočtový rozsah	$f$	Hz	20 až 20 000		$P = 1\ \text{W}; -3\ \text{dB}$
Vstupní impedance	$Z_{vst}$	M $\Omega$	1		$f = 1\ \text{kHz}$
Výstupní impedance	$Z_{výst}$				
Šum na výstupu	$F$	dB			
Zkreslení	$K$	%	2		$P = 1\ \text{W}; P = 0,5\ \text{W}; f = 1\ \text{kHz}$
Vstupní napětí	$U_{vst}$	mV	4		$U_{CC} = 18\ \text{V}; 12\ \text{V}; R_z = 8\ \Omega; P = 50\ \text{mW}; f = 1\ \text{kHz}$
Zkreslení	$K$	%	3		$U_{CC} = 18\ \text{V}; 12\ \text{V}; R_z = 8\ \Omega; P = 1\ \text{W}; 0,5\ \text{W}; f = 1\ \text{kHz}$



Tab. 14. Mezní údaje výkonových zesilovačů typu MA0402 a MA0403

Parametr			Údaj	
			MA0403	MA0402
Max. napájecí napětí	$U_{CCmax}$	V	20	16
Max. špičkový proud	$I_{Mmax}$	A		
Max. výkon	$P_{max}$	W	3,5	2
Max. teplota přechodu	$T_{jmax}$	°C	+125	
Rozsah sklad. teplot	$T_{stg}$	°C	-20 až +80	
Rozsah provoz. teplot	$T_c$	°C	0 až +80	

Pro jednotlivé parametry jsou definovány i podmínky měření, které se liší především velikostí napájecího napětí (18 V pro typ MA0403 a 12 V pro typ MA0402).

### Monolitické operační zesilovače typu MAA501, MAA502, MAA504

Pro aplikace v měřicí technice, v automatizační a regulační technice a pro další aplikace v investiční elektronice byla v n. p. Tesla Rožnov vyvinuta a zahájena výroba typové řady MAA500 monolitických operačních zesilovačů. Operační zesilovače typu MAA501, MAA502, MAA504 se vyrábějí epitaxně-planární technologií na křemíku. Tyto zesilovače se vyznačují velkým napětovým zesílením, velkým vstupním odporem, malým výstupním odporem a velmi malým teplotním driftem napětové vstupní nesymetrie a velmi malým teplotním driftem proudové vstupní nesymetrie.

Operační zesilovače řady MAA500 jsou ekvivalentem řady  $\mu A709$  firmy Fairchild, která je původním výrobcem těchto zesilovačů. Operační zesilovače typu  $\mu A709$  vyrábí kromě firmy Fairchild pod původ-

ním označením (nebo pod novým označením) ještě osmnáct výrobců v USA a v západní Evropě. Z nejznámějších jsou to fy Siemens, SGS, Texas Instruments, Raytheon, Motorola, National Semiconductors, Philips. Za poznámku stojí, že firma Fairchild dále rozvíjela a zdokonalovala koncepci obvodového řešení operačních zesilovačů  $\mu A709$  jak po stránce dalšího zlepšování zapojení, tak i po stránce technologické realizace. Jak potvrdil další vývoj, ukázala se tato volba koncepce jako velmi šťastná a v současné době vyrábí firma Fairchild asi padesát typů lineárních monolitických obvodů. Z toho asi dvacet typů jsou operační zesilovače, které vesměs patří mezi špičkové výrobky. Koncem roku 1965, kdy se operační zesilovače řady  $\mu A709$  začaly dodávat na trh, byla prodejní cena u typu  $\mu A709$  střední jakosti asi 60 amerických dolarů. Podle údajů z podzimu r. 1970 se podařilo firmě Fairchild natolik snížit výrobní náklady, že se prodejní cena při odběru nad tisíc kusů zmenšila pod 1,6 dolaru. Přestože operační zesilovače řady  $\mu A709$  jsou vývojově více jak čtyři roky staré, jsou stále ještě u aplikátorů oblíbené, neboť dobře vyhoví i ve středně náročných aplikacích. Proti původnímu záměru (že budou využívány v investiční elektronice) se postupem času ukázalo, že mohou být úspěšně použity i pro konstrukci jakostních stereofonních zesilovačů a v řadě dalších aplikací i v amatérské praxi. Nasvědčují tomu nejen aplikační návody zveřejněné výrobcem obvodů, ale i popisy profesionálně vyrobených přístrojů a četné stavební návody v zahraničních časopisech pro radioamatéry.

Všechny tři typy operačních zesilovačů MAA501, MAA502 a MAA504 mají stejné zapojení (obr. 36). Mezní a charakteristické údaje parametrů jsou v tab. 16 a 17. Obvody typu MAA501 a MAA502 jsou určeny pro práci v teplotním rozsahu  $-55$  až  $+125$  °C, obvod MAA504 může pracovat pouze v užším teplotním rozsahu 0 až  $+70$  °C. Rozsah pracovních teplot je určen teplotním odporem, který je výrobcem udáván při teplotě  $+95$  °C (pro obvody MAA501 a MAA502 je 5,5 mW/°C). U obvodu typu MAA504

Tab. 16. Mezní údaje operačních zesilovačů typu MAA501, MAA502 a MAA504

Parametr				
Napájecí napětí	$U_B$	max	$\pm 18$	V
Rozdílové vstupní napětí	$U_{dif}$	max	$\pm 5$	V
Vstupní napětí	$U_{vst}$	max	$\pm 10$	V
Ztrátový výkon MAA501, MAA502 MAA504	$P$ $P$	max max	300 250	mW mW
Krátkodobý zkrat výstupu	$t$	max	5	s
Teplota pouzdra MAA501, MAA502 MAA504	$T_c$ $T_c$	max max	125 70	°C °C
Provozní teplota MAA501, MAA502 MAA504	$T_a$ $T_a$	max max	-55 až +125 0 až +70	°C °C
Zmenšení zatížitelnosti	MAA501, MAA502 5,5 mW/°C $T_a = +95$ °C MAA504 5,6 mW/°C $T_a = +70$ °C			

se zaručuje při teplotě +70 °C a má velikost 5,6 mW/°C.

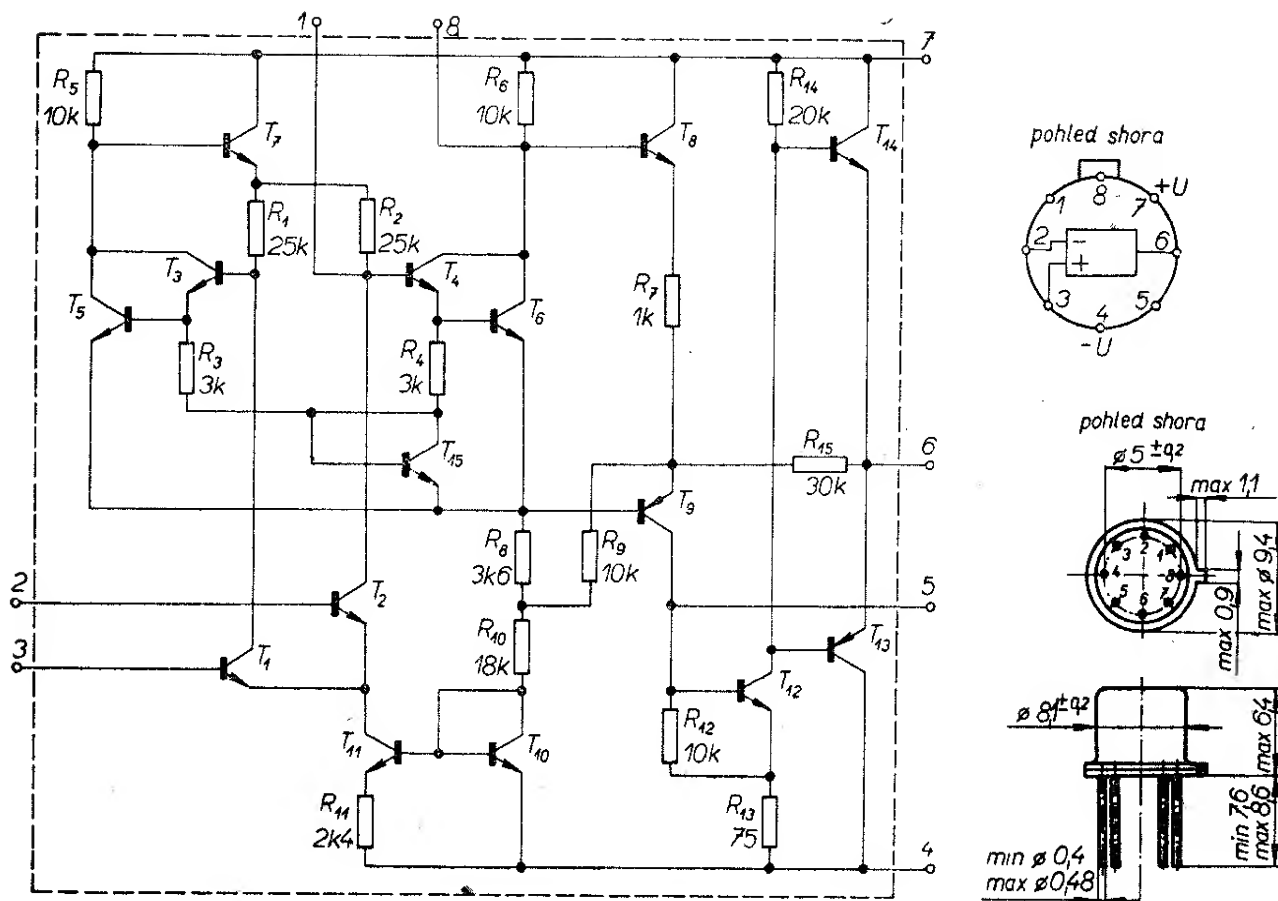
Nejdokonalejším typem je zesilovač typu MAA502, u něhož výrobce udává pro plný teplotní rozsah -55 až +125 °C u všech parametrů nejen typické údaje, ale podle významu i horní nebo dolní meze parametrů. Obvod typu MAA502 se podle katalogových dat plně kryje s obvodem typu  $\mu A709A$  fy Fairchild. U typu MAA501 se udávají typické údaje a meze parametrů pouze u některých parametrů. Rovněž je poněkud zmenšen počet specifikovaných parametrů a někdy jsou i udány horší velikosti parametrů vzhledem k parametrům zesilovače typu MAA502. Z hlediska specifikace je obvod typu MAA501 ekvivalentem obvodu typu  $\mu A709$  fy Fairchild. Třetí typ, MAA504, určený pro méně náročné použití, má (jako je tomu u typu  $\mu A709C$  fy Fairchild) specifikovány charakteristické údaje parametrů pouze pro teplotu

okolí 25 °C. Pro zajímavost je možno udat, že velkoobchodní ceny jsou u typu MAA501 asi 600 Kčs, u typu MAA502 asi 300 Kčs a u typu MAA504 asi 100 Kčs. Podle výhledů n. p. Tesla Rožnov se počítá, že bude řada doplněna o typ MAA503, který bude z hlediska parametrů rovnocenný typu MAA504. U typu MAA503 se použije pouzdro typu „Dual in line“, což má přispět k zlepšení cenové dostupnosti.

Operační zesilovače typu MAA501, MAA502 a MAA504 jsou řešeny v pouzdru typu TO-5, které používá n. p. Tesla Rožnov pro většinu křemíkových tranzistorů. Rozdíl proti běžnému provedení je v počtu vývodů – operační zesilovače mají osm vývodů. Pouzdro s orientací vývodů při pohledu shora je na obr. 36b. Při aplikaci je třeba počítat s tím, že vývod 4 (pro připojení záporného pólu symetrického napájecího zdroje) je spojen s pouzdrem.

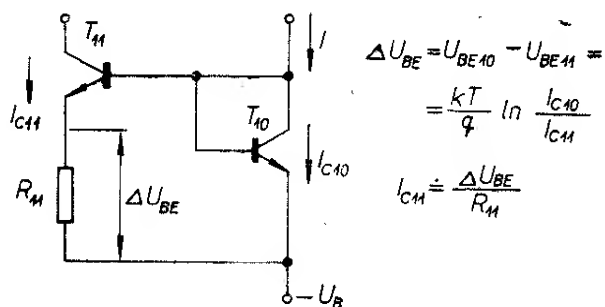
Tab. 17. Charakteristické údaje operačních zesilovačů typu MAA501, MAA502 a MAA504

Charakteristické údaje	MAA501		MAA502	MAA504	
Platí při (není-li uvedeno jinak) $-55\text{ }^{\circ}\text{C} \leq T_a \leq +125\text{ }^{\circ}\text{C}$ ; $\pm 9\text{ V} \leq U_B \leq \pm 15\text{ V}$				$U_B = \pm 15\text{ V}$ $T_a = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	
Napěť. nesymet. vstupů $R_s \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_s \leq 10\text{ k}\Omega, \pm 9\text{ V} \leq U_B \leq \pm 15\text{ V}$	$U_{N\text{ vst}}$ $U_{N\text{ vst}}$	$< 6$ —	$< 3$ —	— $2 < 7,5$	mV mV
Prům. teplot. součinit. napěť. nesym. vstupů $R_s \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_s = 50\text{ }\Omega$ $R_s = 50\text{ }\Omega, T_a = +25\text{ až } +125\text{ }^{\circ}\text{C}$ $R_s = 50\text{ }\Omega, T_a = -55\text{ až } +25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $R_s = 10\text{ k}\Omega, T_a = +25\text{ až } +125\text{ }^{\circ}\text{C}$ $R_s = 10\text{ k}\Omega, T_a = -55\text{ až } +25\text{ }^{\circ}\text{C}$	$D$ $D$ $D$ $D$ $D$ $D$	6 3 — — — —	— — $1,8 < 10$ $1,8 < 10$ $2 < 15$ $4,8 < 25$	— — — — — —	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
Napětové zesíl. naprázdno $U_B = \pm 15\text{ V}, R_z \geq 2\text{ k}\Omega$  $U_B = \pm 15\text{ V}, R_z = 2\text{ k}\Omega, U_{\text{výst}} = \pm 10\text{ V}$  $U_{\text{výst}} = \pm 10\text{ V}; R_z = 2\text{ k}\Omega$	$A_u$ $A_u$ $A_u$	25 000 až 70 000 — —	— 25 000 až 70 000 —	—  $45\,000 >$ $> 15\,000$	
Rozkmit výst. napětí $U_B = \pm 15\text{ V}, R_z \geq 10\text{ k}\Omega$ $U_B = \pm 15\text{ V}, R_z \geq 2\text{ k}\Omega$	$U_{2\text{ max}}$ $U_{2\text{ max}}$	$\pm 14 > \pm 12$ $\pm 13 > \pm 10$	$\pm 14 > \pm 12$ $\pm 13 > \pm 10$	$\pm 14 > \pm 12$ $\pm 13 > \pm 10$	V V
Vst. napěť. rozsah $U_B = \pm 15\text{ V}$	$U_{\text{vst}}$	$\pm 10 > \pm 8$	$\pm 10 > \pm 8$	$\pm 10 > \pm 8$	V
Činitel potlač. součt. signálu $R_s \leq 10\text{ k}\Omega$	$H$	$90 > 70$	$110 > 80$	$90 > 65$	dB
Citlivost na změnu napáj. napětí $R_s \leq 10\text{ k}\Omega$	$E_{UB}$	$25 < 150$	$40 < 100$	$25 < 200$	$\mu\text{V}/\text{V}$
Proud. nesym. vstupů $T_a = +125\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_a = -55\text{ }^{\circ}\text{C}$	$I_{N\text{ vst}}$ $I_{N\text{ vst}}$ $I_{N\text{ vst}}$	— $20 < 200$ $100 < 500$	— $3,5 < 50$ $40 < 250$	$100 < 500$ — —	nA nA nA
Výstupní odpor	$R_{\text{výst}}$	—	—	150	$\Omega$
Průměrný teplot. součin. proud nesym. vstupů $T_a = +25\text{ až } +125\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_a = -55\text{ až } +25\text{ }^{\circ}\text{C}$	$D$ $D$	— —	$0,08 < 0,5$ $0,45 < 2,8$	— —	nA/ $^{\circ}\text{C}$ nA/ $^{\circ}\text{C}$
Vstupní klid. proud $T_a = -55\text{ }^{\circ}\text{C}$	$I_{0\text{ vst}}$ $I_{0\text{ vst}}$	— $0,5 < 1,5$	— $0,3 < 0,6$	$0,3 < 1,5$ —	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
Vstupní odpor $T_a = -55\text{ }^{\circ}\text{C}$	$R_{\text{vst}}$ $R_{\text{vst}}$	$100 > 40$ —	— $170 > 85$	$250 > 50$ —	k k
Napájecí proud $T_a = +125\text{ }^{\circ}\text{C}, U_B = \pm 15\text{ V}$ $T_a = -55\text{ }^{\circ}\text{C}, U_B = \pm 15\text{ V}$	$I$ $I$	— —	$2,1 < 3$ $2,7 < 4,5$	— —	mA mA
Příkon $T_a = +125\text{ }^{\circ}\text{C}, U_B = \pm 15\text{ V}$ $T_a = -55\text{ }^{\circ}\text{C}, U_B = \pm 15\text{ V}$	$P$ $P$ $P$	— — —	— $63 < 90$ $81 < 135$	$80 < 200$ — —	mW mW mW



Obr. 36. Zapojení a orientace vývodů z pouzdra u obvodů typu MAA501, MAA502 a MAA504

Vstupní část operačního zesilovače je řešena v diferenciálním zapojení. Pro zmenšení teplotního driftu a zlepšení šumových vlastností pracují vstupní tranzistory s velmi malým kolektorovým proudem  $10 \mu\text{A}$ . Účinným prostředkem pro dosažení malého teplotního napětového driftu a malé napětové vstupní nesymetrie vstupů je použití proudového zdroje, vytvořeného tranzistorem  $T_{11}$ .



Obr. 37. Zapojení zdroje pro určení kolektorového proudu tranzistoru  $T_{11}$

Výhodou takto řešeného zdroje proudu je, že se vystačí s malými odpory a k vytvoření velkého odporu se využívá vnitřního odporu tranzistoru, který pracuje v aktivní oblasti (kolektorový proud tranzistoru  $T_{11}$  je určen vztahem na obr. 37). První stupeň zesilovače má poměrně malé napětové zesílení (asi 5 až 8). To však stačí k dostatečnému potlačení teplotního driftu druhého stupně zesilovače, je-li ovšem druhý stupeň dobře vyvážen. Zajímavou vlastností prvního stupně je, že změny proudu zdroje emitorového proudu s teplotou se velmi těsně kompenzují teplotními změnami strmosti vstupního stupně. Vlivem toho se napětové zesílení v plném rozsahu teplot  $-55$  až  $+125^\circ\text{C}$  (podle grafů publikovaných firmou Fairchild) mění pouze o několik procent.

Velmi výrazně je také potlačena závislost napětového zesílení na napájecím napětí.

Na celkovém napětovém zesílení se podílí především druhý diferenciální stupeň, zapojený v modifikovaném Darlingtonově zapojení. Na druhém stupni se také převádějí napětové signály z diferenciálních vstupů na jednoduchý výstup. Tranzistor  $T_7$  slouží k symetrizaci zapojení (symetrizace s tranzistorem  $T_8$ ) a současně se používá i jako zdroj kolektorového proudu pro vstupní tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ . Pro zmenšení teplotního driftu jsou vstupní tranzistory druhého stupně napájeny ze zdroje emitorového proudu s tranzistorem  $T_{15}$ . Druhý emitorový sledovač s tranzistorem  $T_8$  se používá k výkonovému oddělení výstupu druhého stupně od koncové části zesilovače. Pro posunutí stejnosměrné úrovně signálové cesty se používá tranzistor  $T_9$ . U tohoto tranzistoru (s vodivostí typu p-n-p) stačí k vyhovující funkci, má-li proudový zesilovací činitel v zapojení se společným emitorem alespoň několik desetin. Výstup zesilovače je řešen s komplementárními tranzistory  $T_{13}$  a  $T_{14}$ , které pracují ve třídě B. Pro buzení koncového stupně slouží tranzistory  $T_9$  a  $T_{12}$ . Tranzistor  $T_{13}$  (s vodivostí typu p-n-p) je řešen tak, že pro jeho kolektor je využito substrátu a pro bázi epitaxní vrstvy (která se jinak používá pro kolektory tranzistorů n-p-n) a pro emitor báze difúzní vrstvy tranzistorů typu n-p-n. Poměrně silnou zápornou zpětnou vazbou přes odpory  $R_{15}$  a  $R_7$  se zmenšuje výstupní odpor a potlačuje zkreslení. Touto zpětnou vazbou se nastavuje napětové zesílení budiče (od emitoru tranzistoru  $T_9$ ) a výstupní části asi na 30.

Z prohlídky zapojení i tabulek parametrů je zřejmé, že se jedná o velmi vtipně řešený zesilovač, při jehož návrhu bylo plně využito všech hlavních principů monolitické technologie. Autor zesilovače Widlar jak na svém původním pracovišti u fy Fairchild, tak i během posledních tří let ve funkci vedoucího výzkumu u firmy National Semiconductors navrhl několik dalších velmi úspěšných typů operačních zesilovačů s použitím některých funkčních principů z řešení zesilovače  $\mu A709$ .

Aby bylo možno úspěšně interpretovat parametry udané v tabulkách, je zapo-

třebí vysvětlit význam jednotlivých parametrů a způsob jejich měření.

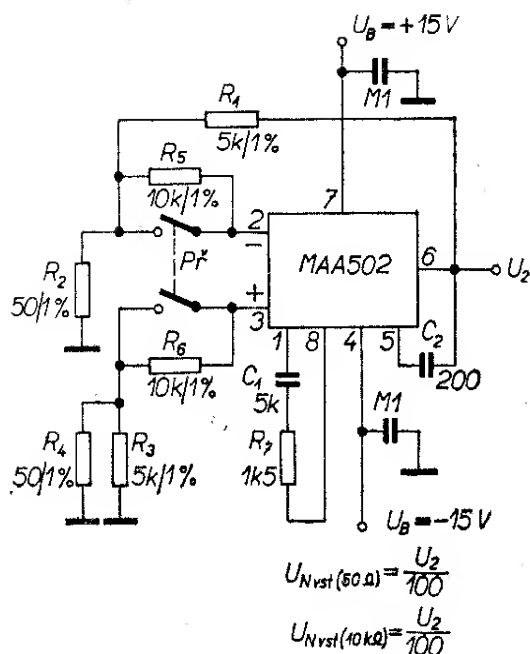
Operační zesilovače MAA501, MA502 a MAA504 jsou vybaveny symetrickým vstupem a asymetrickým výstupem. Při připojení napětí na invertující vstup je výstupní napětí otočeno proti vstupnímu napětí o  $180^\circ$ . Při použití druhého neinvertujícího vstupu je naopak fázový posuv napětí mezi výstupem a vstupem nulový. To umožňuje podle potřeby zavádět kladnou nebo zápornou zpětnou vazbu, popřípadě obě vazby kombinovat.

Pro napájení operačního zesilovače se používá dvojitý zdroj se symetrickým napětím. Výstupní napětí se měří mezi výstupem a středním vývodem napájecího zdroje (zemí).

Vlivem určitého rozptylu při výrobě nejsou nikdy obě poloviny vstupního diferenciálního zesilovače stejné a vykazují určité rozdíly při změnách teploty. Nejčastější příčinou nesymetrie je rozdílnost ve voltampérových charakteristikách emitorových přechodů vstupních tranzistorů. Tato rozdílnost vyvolává napětovou nesymetrii vstupů. Napětová vstupní nesymetrie se definuje jako napětí, které musí být přiloženo mezi vstupy, aby výstup měl nulový potenciál. Napětová vstupní nesymetrie se udává vždy za předpokladu, že jsou v sérii se vstupy zapojeny stejné odpory. Platí určité ustálené pravidlo, že tyto odpory mají velikost jednak rovnou nebo menší než  $10\text{ k}\Omega$  a jednak rovnou  $50\ \Omega$ . Pro měření napětové vstupní nesymetrie doporučuje výrobce zapojení podle obr. 38. Podle polohy spínače se zapojují do série se vstupy buď přesné odpory  $50\ \Omega$  nebo přesné odpory  $10,05\text{ k}\Omega$ . Protože se zavádí záporná zpětná vazba děličem  $5\text{ k}\Omega$  na  $50\ \Omega$ , je nastaveno napětové zesílení 40 dB.

Vstupní napětová nesymetrie se pro obě polohy spínače určí dělením napětové odchylky výstupu od nuly stem. Mezi vývody 1 – 8 a 5 – 6 jsou zapojeny prvky RC pro kmitočtovou kompenzaci zesilovače. Přívody napájecího napětí je vhodné blokovat keramickými kondenzátory o kapacitě  $100\text{ nF}$ .

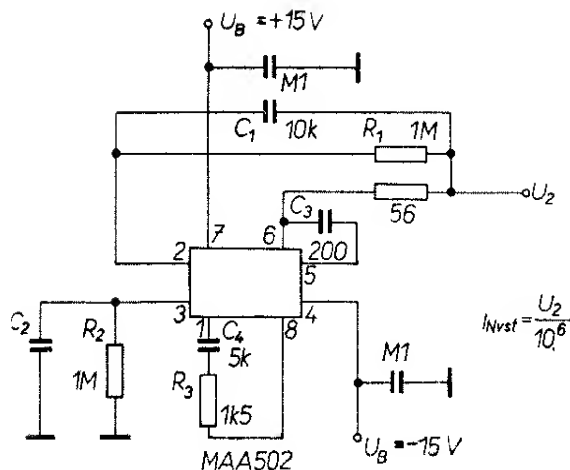
Pomocí zapojení na obr. 38 je také



Obr. 38. Doporučené zapojení pro měření citlivosti výstupního napětí na nesymetrii napájecích napětí a pro měření napětové vstupní nesymetrie obvodů typu MAA501, MAA502 a MAA504

možno určit citlivost výstupního napětí na nesymetrii napájecích napětí. Tento parametr se měří pro případ zapojení přesných odporů 10 kΩ do série se vstupem. Naměřenou velikost napětové odchylky výstupu od nuly opět dělíme stem, neboť se přepočítává na vstup zesilovače.

Dalším parametrem operačního zesilovače je proudová nesymetrie vstupů. Tato nesymetrie vzniká tím, že je velmi obtížné vyrobit diferenciální tranzistory s naprosto stejnou závislostí proudového zesílení na emitorovém proudu. Rovněž je velmi těžké vyrobit přesně stejné kolektorové odpory. U germaniových tranzistorů přistupuje navíc nestejnost zbytkových kolektorových proudů. Proudová nesymetrie vstupů se definuje jako takový rozdíl vstupních proudů, při němž je na výstupu nulové napětí. Pro měření vstupní proudové nesymetrie doporučuje výrobce zapojení podle obr. 39, kde výstupní napětí je určeno rovnicí  $U_2 = (I_{Nvst} R_2 + U_{Nvst}) A_u$ . Jsou-li odpory  $R_2 = R_1$  velké (1 MΩ), pak je výstupní napětí vyvolané napětovou nesymetrií vstupů menší, než výstupní napětí způsobené proudovou nesymetrií

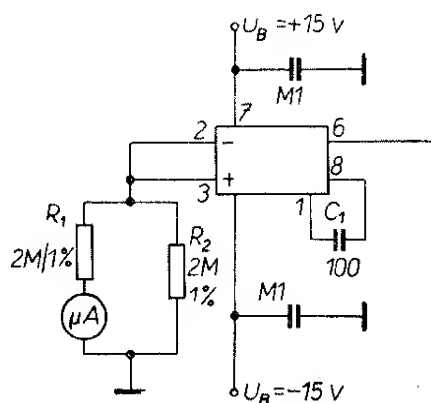


Obr. 39. Doporučené zapojení pro měření proudové vstupní nesymetrie obvodů typu MAA501, MAA502 a MAA504

vstupů. Dále jsou v zapojení ještě blokovací kompenzační prvky RC.

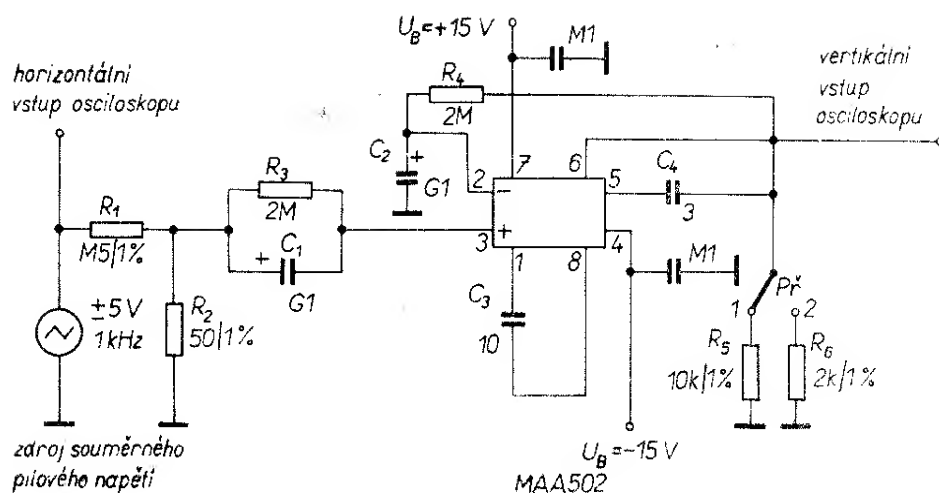
Pro určení pracovního režimu udává výrobce vstupní klidový proud, který se definuje jako průměrná velikost proudů do obou vstupů. Vstupní klidový proud může být určen stejnosměrným mikroampérmetrem, zapojeným do série s jedním ze dvou paralelních odporů  $R_1$  a  $R_2$  (podle zapojení na obr. 40). Při rovnosti odporů  $R_1$  a  $R_2$  (a pokud je vnitřní odpor mikroampérmetru podstatně menší než součet odporů  $R_1$  a  $R_2$ ) se celkový vstupní proud rovnoměrně rozdělí do obou odporů. Mikroampérmetr proto přímo indikuje velikost vstupního proudu.

K měření napětového zesílení při velkém signálu, k měření linearitě a ampli-

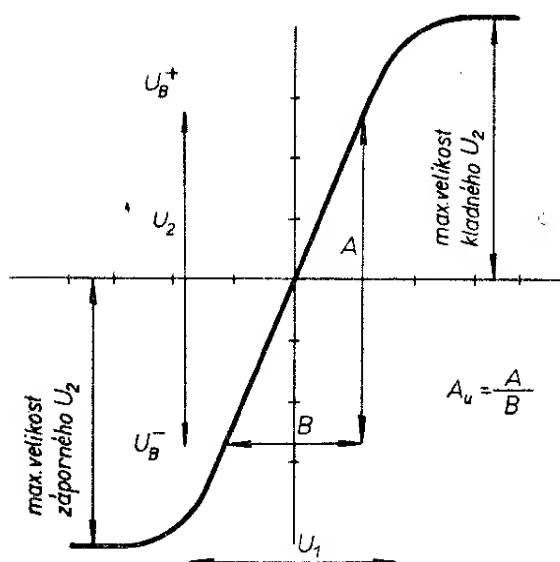


Obr. 40. Doporučené zapojení pro měření vstupního klidového proudu obvodů typu MAA501, MAA502 a MAA504

Obr. 41. Doporučené zapojení pro měření napětového zesílení při velkém signálu, linearity a amplitudy výstupního napětí obvodů typu MAA501, MAA502 a MAA504



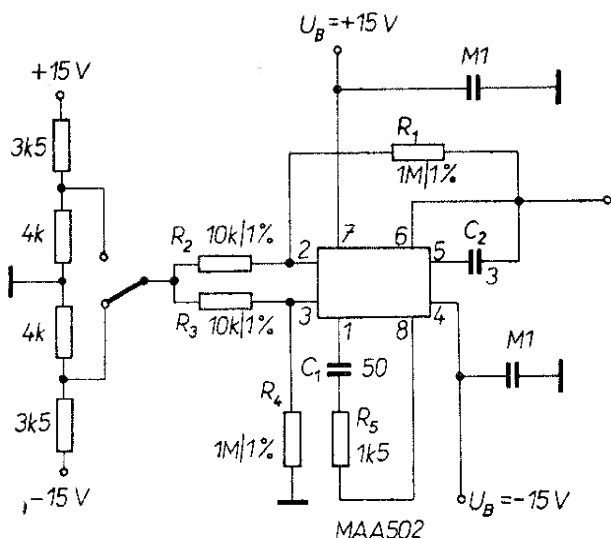
tudy výstupního napětí se podle doporučení výrobce používá zapojení na obr. 41. Při měření se na vstup obvodu přivádí sinusové napětí (nebo lépe pilovité souměrné napětí) s regulovatelnou amplitudou a určuje se převodní charakteristika zesilovače. Kmitočet střídavého napětí se volí nejčastěji 50 Hz nebo 1 kHz (dostatečně nízký, aby se neuplatňoval fázový posuv napětového zesílení). Vstupní napětí se připojuje na horizontální vstup osciloskopu a výstup zesilovače se připojuje na vertikální vstup osciloskopu. Na obrazovce osciloskopu se zobrazí závislost výstupního napětí na vstupním napětí (obr. 42), z které je možno určit jak napětové zesílení, tak i linearitu a



Obr. 42. Závislost výstupního napětí na vstupním napětí u operačního zesilovače

amplitudu výstupního napětí. Pracovní bod je stabilizován pomocí odporů  $R_2$ ,  $R_3$  a  $R_4$ . Odpory jsou voleny tak velké, aby se i při velkém celkovém zesílení nemohla výrazněji uplatnit napětová vstupní nesymetrie zesilovače. Zvolené prvky  $RC$  mají zajistit kmitočtovou kompenzaci nebo blokování při doporučeném kmitočtu 1 kHz zkušebního zesilovacího napětí. Kondenzátory mají mít zanedbatelný svod – proto je nezbytné používat tantalové a keramické kondenzátory. Horizontální vstup měřicího osciloskopu nemusí mít velkou citlivost, neboť je připojen k hornímu konci odporového děliče vstupního napětí.

Dalším parametrem, pro který výrobce udává doporučený způsob měření, je činitel potlačení součtového (společného) napětí. Tento parametr se definuje jako poměr povoleného rozsahu součtového napětí k maximální změně napětové nesymetrie vstupů. Za povolený rozsah součtového napětí považujeme takový rozsah napětí, které může být připojeno mezi vstupy a zem a při němž bude zesilovač ještě pracovat za podmínek určených specifikací výrobce. Přípustný rozsah součtového napětí závisí na použitém napájecím napětí. Pro napájecí napětí  $\pm 15$  V je přípustná velikost součtového napětí  $\pm 8$  V. Rozsah součtového napětí je tedy 16 V. Podle zapojení doporučeného výrobcem (obr. 43) má zesilovač nastaveno napětové zesílení 100. Při vlastním měření činitele potlačení součtového napětí přepneme přepínač do horní polohy a přečteme výstupní na-



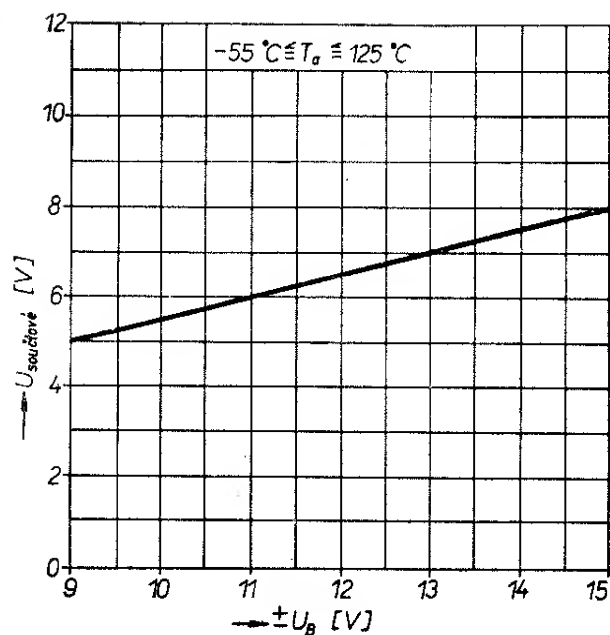
Obr. 43. Doporučené zapojení pro měření činitele potlačení součtového napětí obvodů typu MAA501, MAA502 a MAA504

pětí, poté přepneme přepínač do spodní polohy a opět přečteme výstupní napětí. Z naměřených napětí na výstupu určíme rozdíl, který dělením napětovým zesílením (sto) přepočteme na vstup. Nyní již stačí získaný údaj dělit použitým rozsahem vstupního napětí 16 V. Protože potlačení součtového napětí se udává v dB, je nutno získaný výsledek logaritmovat a násobit dvaceti podle vztahů:

$$H = 20 \log \frac{A_u U_{vst}}{\Delta U_2} = 20 \log \frac{1\,600}{\Delta U_2}.$$

Pokud se používá vnější zdroj napájecího napětí, je třeba volit rozsah společného vstupního napětí podle závislosti na obr. 44. Pro výběr kondenzátorů i odporů, použitých v zapojení pro určení činitele potlačení součtového napětí platí stejné pokyny, jako při měření dříve uvedených parametrů.

Vlivem nestejné teplotní závislosti funkčních prvků operačního zesilovače (především vstupní diferenciální části) dochází působením teploty k posuvu stejnosměrné úrovně výstupního napětí. Uplatňují se přitom nestejné teplotní závislosti voltampérových charakteristik emitorových přechodů a proudového zesílení tranzistorů. Nestejné teplotní závislosti odporů u operačních zesilovačů v klasickém provedení se obvykle nepro-



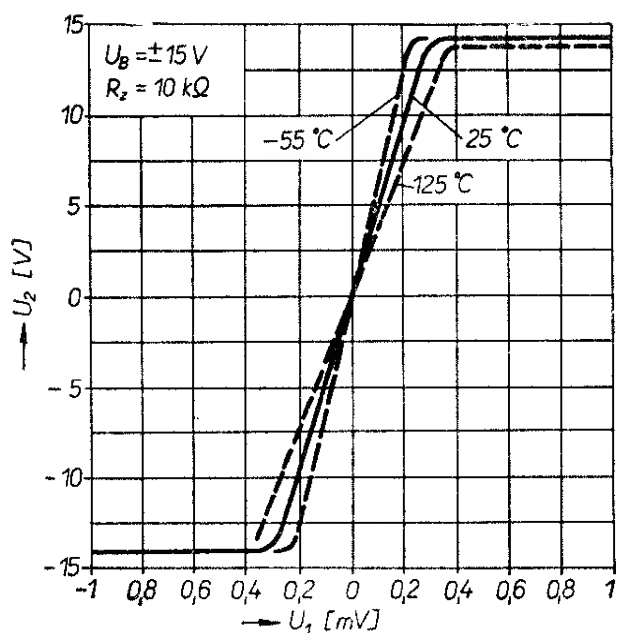
Obr. 44. Závislost přípustného součtového napětí na napájecím napětí u obvodů typu  $\mu A709A$  a  $\mu A709$

jevují u difúzních odporů v monolitických zesilovačích. Vliv teploty na stejnosměrnou úroveň výstupního napětí se vyjadřuje jednak teplotním součinitelem proudové nesymetrie vstupů (proudový drift) a jednak teplotním součinitelem napěťové nesymetrie vstupů (napěťový drift). Při praktickém určování parametrů při zvolených teplotách se dříve popsány způsoby měří napěťové nesymetrie vstupů a proudové nesymetrie vstupů. Pro zvolené teplotní rozsahy se přepočtou změny napěťové nesymetrie vstupů nebo změny proudové nesymetrie vstupů na 1 °C. Velikosti teplotního součinitele napěťové nesymetrie vstupů a teplotního součinitele proudové nesymetrie vstupů jsou značně nelineární funkcí teploty. Proto se obvykle udává jejich průměr v určitém rozmezí teplot.

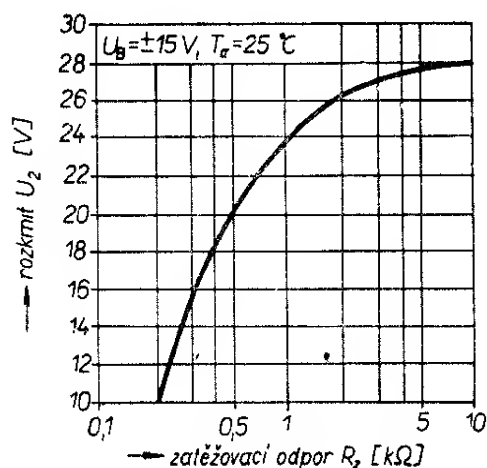
Běžně se volí sledované rozsahy teplot — 55 až + 25 °C a + 25 až + 125 °C. U špičkových operačních zesilovačů se často volí tři i více sledovaných teplotních rozsahů.

Aby byly informace o operačních zesilovačích co nejúplnější, doplňují výrobci číselné údaje grafy. Z grafů udávaných firmou Fairchild pro operační zesilovače typu  $\mu A709A$  (MAA502) a typu  $\mu A709$





Obr. 45. Napěťové převodní charakteristiky pro teploty  $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$  u obvodů typu  $\mu\text{A709A}$  a  $\mu\text{A709}$

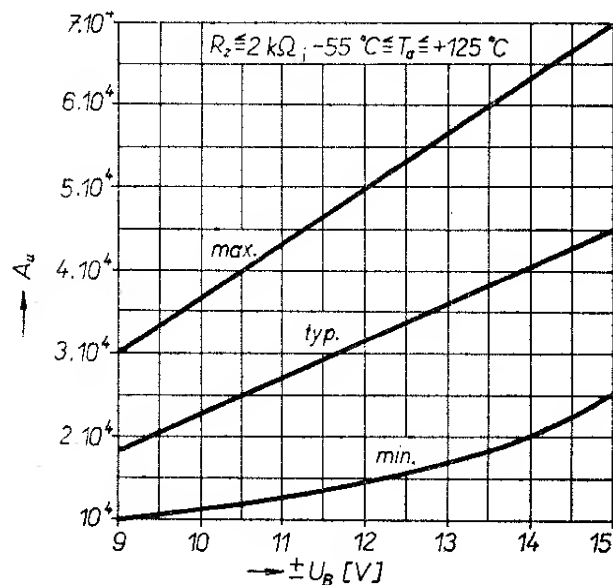


Obr. 46. Závislost rozkmitu výstupního napětí na zatěžovacím odporu u obvodů typu  $\mu\text{A709A}$  a  $\mu\text{A709}$

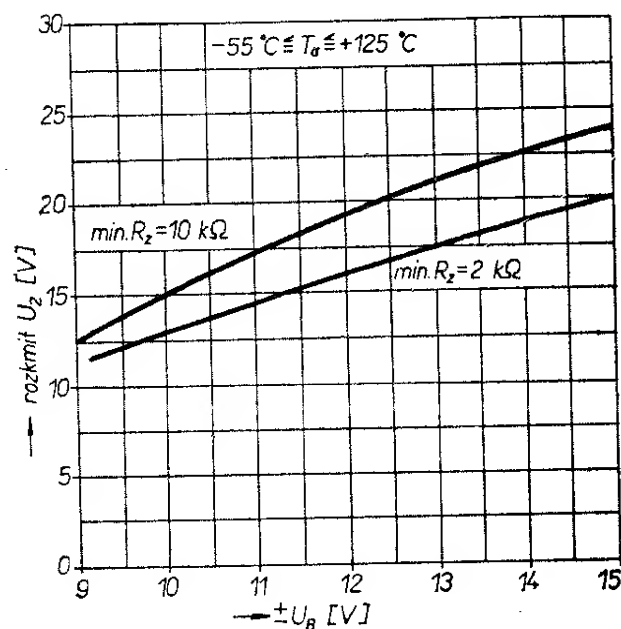
(MAA501) uvedu alespoň nejdůležitější. Na obr. 45 jsou napěťové převodní charakteristiky pro teploty  $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Závislost amplitudy výstupního napětí na zatěžovacím odporu je na obr. 46. Typická závislost napěťového zesílení na napájecím napětí je na obr. 47 a závislosti amplitudy výstupního napětí na zatěžovacích odporech  $2\text{ k}\Omega$  a  $10\text{ k}\Omega$  jsou na obr. 48. Vliv napájecího napětí na výkonovou ztrátu zesilovače

je vidět z grafu na obr. 49. Prakticky stejné závislosti vykazují i operační zesilovače n. p. Tesla Rožnov.

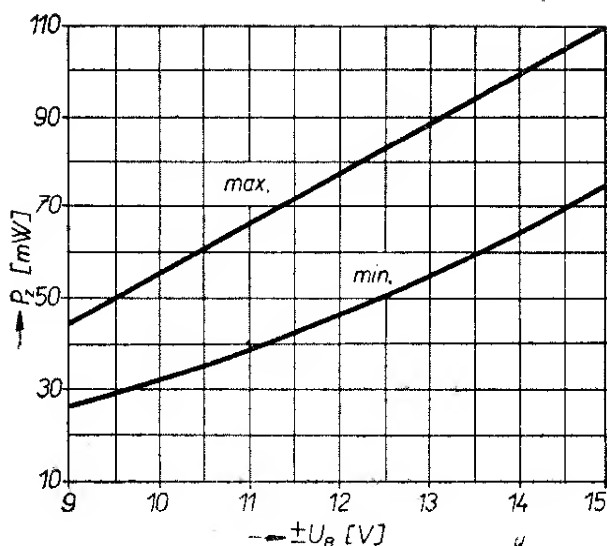
Aby nedošlo ke zničení operačního zesilovače při montáži, připouští výrobce nejdelší dobu pájení 6 s při teplotě pájky  $300\text{ }^{\circ}\text{C}$ .



Obr. 47. Závislost napěťového zesílení na napájecím napětí (při  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) u obvodů typu  $\mu\text{A709A}$  a  $\mu\text{A709}$



Obr. 48. Závislost rozkmitu výstupního napětí na napájecím napětí při zatěžovacím odporu  $2\text{ k}\Omega$  a  $10\text{ k}\Omega$  u obvodů typu  $\mu\text{A709A}$  a  $\mu\text{A709}$



Obr. 49. Závislost výkonové ztráty na napájecím napětí u obvodů typu  $\mu A709A$  a  $\mu A709$

Odolnost proti přetížení až zničení při zkratu na výstupu definuje Fairchild údajem, že je povolen úplný zkrat při teplotě okolí  $25^\circ\text{C}$  po dobu pět vteřin. V praxi jsme ověřili, že stejnou odolnost mají i obvody n. p. Tesla Rožnov.

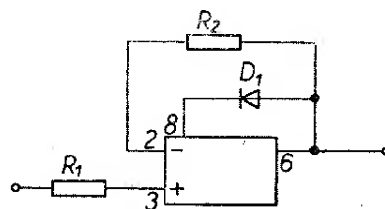
Operační zesilovače typu MAA501, MAA502 a MAA504 jsou relativně nejsložitějšími a aplikačně nejnáročnějšími monolitickými lineárními obvody z výrobního programu n. p. Tesla Rožnov. Proto uvedeme základní pravidla pro aplikace těchto operačních zesilovačů.

Jedno ze základních aplikačních omezení vyplývá z vlastností vstupního diferenciálního stupně. Největší velikost součtového napětí společně přiloženého na oba vstupy proti zemi je omezena při záporné polaritě saturací tranzistoru ve zdroji emitorového proudu. Při kladné polaritě je velikost vstupního napětí omezena saturací vstupního tranzistoru. Při větším vstupním proudu může dojít k hluboké saturaci tranzistoru na invertujícím vstupu, takže tranzistor přestane pracovat jako invertující zesilovač, neboť vznikne přímé spojení mezi vstupem a bází tranzistoru na druhém stupni. Invertující vstup pak mění svoji funkci – stane se z něho neinvertující vstup. U zesilovače se původní záporná vazba z výstupu do invertujícího vstupu mění na

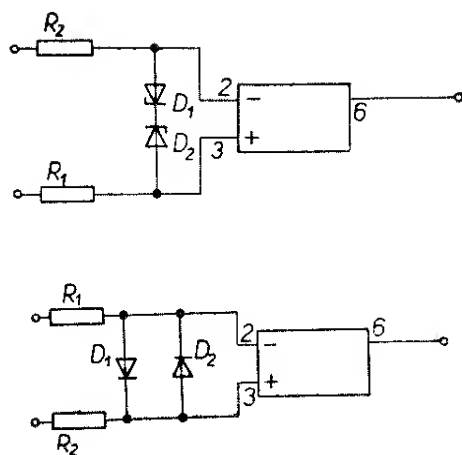
kladnou a podle situace mohou nastat oscilace nebo přechod výstupu do saturace. To může způsobit poruchu funkce obvodu a v některých případech i jeho zničení.

K poruše funkce může také dojít při zapojování operačního zesilovače jako napětového sledovače, používá-li se záporná zpětná vazba 100 %. Aby nedošlo k zahlcení vstupu zesilovače, je jedním možným řešením zapojit mezi výstup a invertující vstup odpor ( $R_2$ ) o velikosti  $33\text{ k}\Omega$ . K vyvážení vstupů je ovšem třeba zapojit také odpor  $33\text{ k}\Omega$  třeba do série s buzeným neinvertujícím vstupem. Odpořem ve zpětné vazbě se sice jednak omezuje zpětnovazební proud, jednak se však zhoršuje napětová nesymetrie vstupu. Lepším řešením je omezit velikost kladné polaritě výstupního napětí pod přípustnou mez společného napětí na vstupech ( $+8\text{ V}$ ) vložením závěrné (clamping) diody mezi výstup a vývod 1 z báze tranzistoru  $T_4$  podle zapojení na obr. 50. V zapojení jsou naznačeny oba způsoby, stačí však použít závěrnou diodu a odpor  $R_2$  (a tím i odpor  $R_1$ ) může být roven nule (nebo s ohledem na ochranu proti diferenciálnímu přetížení vstupu může být menší nebo roven  $10\text{ k}\Omega$ ), aniž by došlo k zvětšení vstupní napětové nesymetrie nad mez danou specifikací výrobce.

Další aplikační omezení vyplývá z maximální přípustné velikosti diferenciálního napětí mezi vstupy  $\pm 5\text{ V}$ . Z toho vyplývá, že je-li jeden vstup připojen na zem, může se napětí na druhém vstupu pohybovat nejvýše v rozmezí  $+5\text{ V}$  až  $-5\text{ V}$ . Pokud by se napětí mezi vstupy zvětšilo nad přípustnou velikost, může



Obr. 50. Zapojení operačních zesilovačů typu MAA501, MAA502 a MAA504 s ochranou proti zahlcení invertujícího vstupu signálem ze zpětné vazby



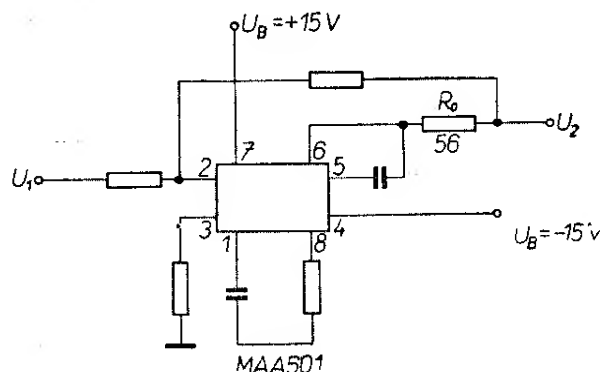
Obr. 51. Ochrana vstupu operačního zesilovače proti průrazu diferenciálním napětím  
a) párem Zenerových diod; b) párem křemíkových spínacích diod

dojít k trvalému zvětšení vstupních proudů a ke zhoršení proudové nesymetrie vstupů. Podle podmínek dochází při překročení napětí a proudu v závěrném směru u toho z emitorových přechodů vstupních tranzistorů, na němž je napětí v závěrném směru, k částečnému nebo úplnému průrazu. K nevratnému průrazu (k definitivnímu zničení) dojde podle údajů výrobce tehdy, překročí-li proud 50 mA. Jako ochranu proti překročení povoleného napětí mezi vstupy je možno použít Zenerovy diody (se Zenerovým napětím menším než 5 V) podle obr. 51a nebo, což je jednodušší, pár spínacích křemíkových diod podle obr. 51b.

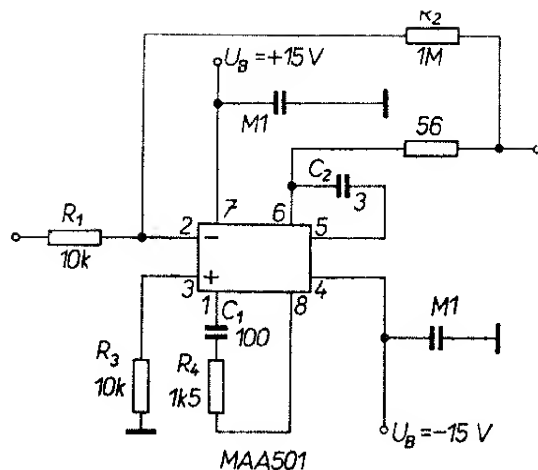
Další skupina poruch se může objevit při chybném připojení napájecího zdroje. Při záměně pólů napájecího napětí dojde jednak k opačné polarizaci tranzistorů a rovněž k opačné polarizaci izolačních přechodů p-n. Tím může dojít k nežádoucímu vnitřnímu propojení přechodů a prvků a tím i ke zničení různých funkčních prvků obvodu. Záměnou pólů napájecího napětí se vytvoří zkrat na zdroji a pokud je zdroj schopen dodat proud větší asi než 750 mA, odpaří se hliníková propojovací síť, uložená na izolační povrchové vrstvě  $\text{SiO}_2$ . Pokud není možno vyloučit reverzaci napájecího zdroje, je vhodné zapojit k zesilovači alespoň jednu ochrannou diodu a to buď do přívodu pro připojení kladného pólu nebo do

přívodu záporného pólu napájecího napětí. Chyba také může vzniknout tím, že není připojen do obvodu zesilovače střední (zemní) vodič napájecího napětí.

Příčinou zničení zesilovače může být přetížení nebo zkrat na výstupu. Operační zesilovače řady MAA500 mají ochranu proti poškození při krátkodobém zkratu vytvořenu tak, že se zkratový proud výstupu omezí asi na 75 mA. Doba, po níž může zesilovač ve zkratu zůstat, závisí na teplotním odporu zesilovače a teplotě okolí. Při teplotě okolí  $25^\circ\text{C}$  je doba nejméně pět vteřin. Ochranou proti zničení při déle trvajícím zkratu výstupu je připojení malého vnějšího odporu do série s výstupem. Pokud lze předpokládat, že zesilovač bude pracovat v teplotě okolí, která nepřekročí  $25^\circ\text{C}$ , osvědčuje se velikost ochranného odporu  $56\ \Omega$  (podle obr. 52). Je-li velikost zatěžovacího odporu 2 k $\Omega$ , bude ztráta v amplitudě výstupního napětí asi 3 %. Pokud teplota okolního prostředí nepřestoupí  $75^\circ\text{C}$ , stačí použít ochranný odpor asi 200  $\Omega$ . Za stejných podmínek bude nyní ztráta v amplitudě výstupního napětí asi 10 %. Protože výstupní odpor zesilovače je asi 150  $\Omega$ , zvětší se po připojení ochranného odporu asi o 30 až 130 %. Ochranný odpor neovlivní nijak významně funkci zapojeného zesilovače, neboť je v přímé větvi a odpor zpětné vazby se připojuje až na jeho volný konec. Ve většině aplikací se k operačnímu zesilovači přidává záporná zpětná vazba která kromě jiných účinků zmenší výstupní odpor na zanedbatelnou velikost.



Obr. 52. Ochrana operačního zesilovače proti zničení zkratem na výstupu



Obr. 53. Zapojení operačního zesilovače ve funkci invertujícího zesilovače s napěťovým zesílením 40 dB

Operační zesilovače řady MAA500 jsou navrženy s ohledem na co nejširší aplikovatelnost tak, že nemají obvody pro nastavení vstupů a vyvážení výstupu. Pokud není třeba přesného vyvážení zesilovače (popř. při malém zesílení), je možno použít pevně nastavené vstupní obvody. Tento způsob si ukážeme na třech příkladech zapojení vstupů operačního zesilovače. Pokud se operační zesilovač používá ve funkci invertujícího zesilovače např. s napěťovým zesílením 40 dB, je vhodné zapojení podle obr. 53. S ohledem na vyvážení musí být výsledné hodnoty odporů zapojení v obou vstupech stejné. Tzn., že odpor  $R_3$  musí mít stejný odpor jako paralelní kombinace odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Pokud je  $R_2$  podstatně větší než  $R_1$ , stačí splnit vztah  $R_1 = R_3$ . Toto tvrzení i další úvahy ovšem předpokládají, že vstupní odpor zesilovače a případně impedance zátěže jsou podstatně menší než odpor  $R_2$ . Dále musí platit, že vstupní (diferenciální odpor zesilovače) je podstatně větší než paralelní kombinace odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Tyto předpoklady jsou téměř vždy splněny a pro praxi stačí zjednodušené vztahy. Napěťové zesílení invertujícího zesilovače se zápornou zpětnou vazbou při dostatečně velkém zesílení vlastního operačního zesilovače (u MAA501 až MAA504 je  $A_{u0}$  typicky asi 50 000) je určeno poměrem odporů  $R_2$  a  $R_1$ , tj. 40 dB. Výstupní odpor  $Z'_{výst}$  invertujícího zesilovače se zápornou zpětnou

vazbou se změní proti původní velikosti bez zpětné vazby  $Z_{výst}$  podle vztahu:

$$Z'_{výst} = Z_{výst} \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{A_{u0}} \doteq \frac{2 \cdot 10^4}{5 \cdot 10^4} = 0,4 \Omega.$$

Vstupní odpor invertujícího zesilovače je roven přímo odporu  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ .

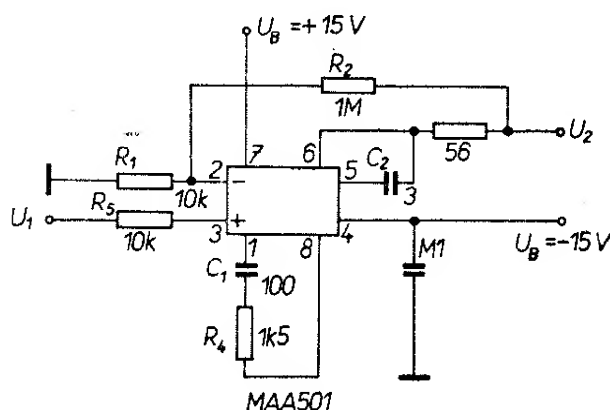
Dalším základním zapojením je neinvertující zesilovač v zapojení podle obr. 54. Pokud platí již uvedené předpoklady (což je pro naše konkrétní zapojení splněno), platí pro výstupní odpor stejný vztah jako u invertujícího zesilovače (tzn. že výstupní odpor je asi  $0,4 \Omega$ ). Napěťové zesílení se zápornou zpětnou vazbou je určeno vztahem:

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 101.$$

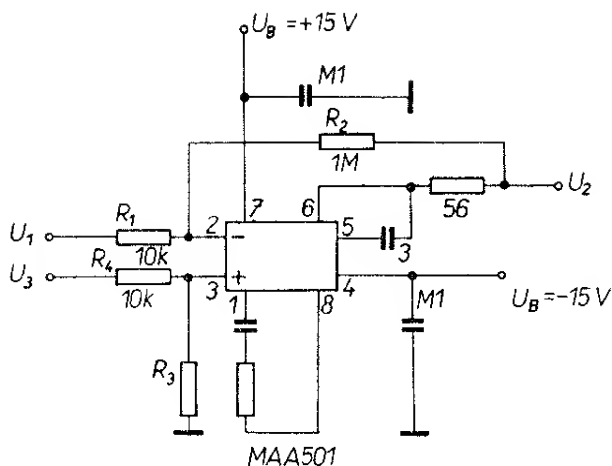
Rovněž se podstatně zvětší vstupní odpor. Typický diferenciální vstupní odpor operačního zesilovače bez zpětné vazby je  $400 \text{ k}\Omega$ . Vstupní odpor  $Z'_{vst}$  neinvertujícího zesilovače se zápornou zpětnou vazbou je dán vztahem:

$$Z'_{vst} = \frac{A_{u0} R_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \doteq \frac{5 \cdot 10^8}{100} = 5 \text{ M}\Omega.$$

(Tzn., že vstupní odpor neinvertujícího zesilovače se zápornou zpětnou vazbou



Obr. 54. Zapojení operačního zesilovače ve funkci neinvertujícího zesilovače s napěťovým zesílením 40 dB



Obr. 55. Diferenciální zapojení operačního zesilovače

se zvětšil více jak desetkrát). Pro stejnosměrné vyvážení výstupu opět platí, že  $R_3$  musí mít odpor rovný paralelní kombinaci odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Vzhledem k tomu, že  $R_2 = 100 R_1$  stačí, aby  $R_1 = R_3$ .

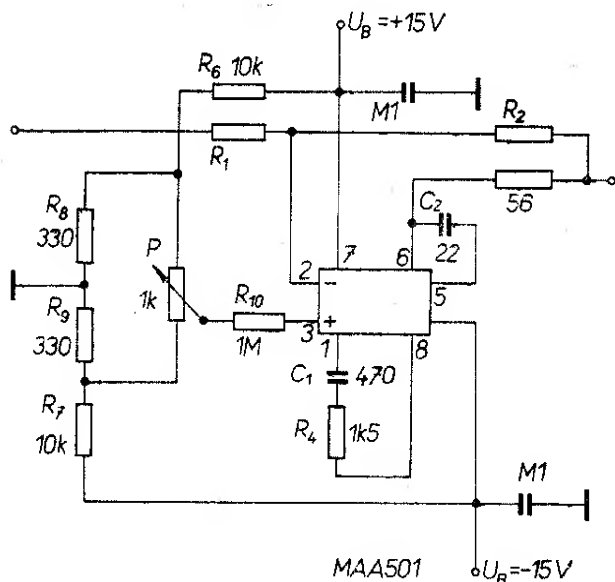
Třetím způsobem zapojení operačního zesilovače s pevně nastavenými odpory je diferenciální zapojení vstupů podle obr. 55. Vzhledem k souměrnosti vstupů musí být splněno pro vyvážení výstupu, že  $R_1 = R_4$  a  $R_2 = R_3$ . Výstupní napětí závisí na vstupních napětích podle vztahu:

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1} U_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) U_3 = 100 U_1 + 101 U_3.$$

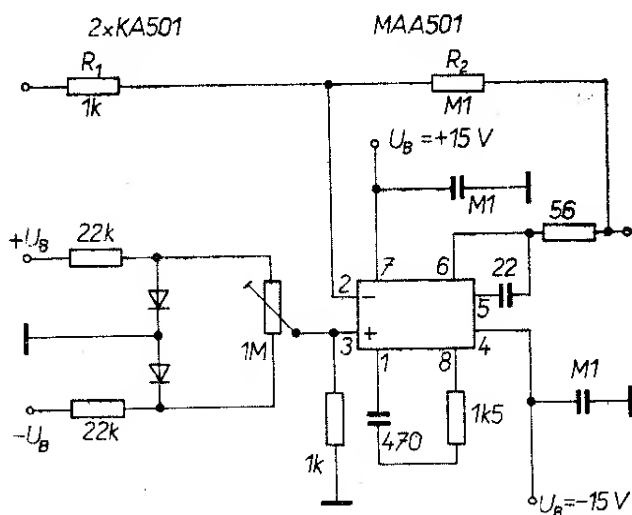
Pokud je zapotřebí nastavit přesnou polohu výstupu při velkém napětovém zatížení (a to jak na nulu nebo předběžně nastavit na určitou úroveň), je možno použít jeden ze tří dále popsanych způsobů.

Prvním způsobem je vyvažování pomocným napětím nebo pomocným proudem do vstupu, který se používá pro připojení vstupního napětí. Podle zapojení na obr. 56 je volný neinvertující vstup připojen přes odpor  $R_{10}$  na běžec potenciometru. Odpory  $R_8$  a  $R_9$  je ve středu odporové dráhy vytvořena umělá zem. Nastavením běžce potenciometru na obě strany od středu (k jedné nebo druhé straně) vzhledem ke středové poloze lze získat napětí obou polarit. Podle toho, zda odpor  $R_{10}$  je menší nebo větší, přivádí se na neinvertující vstup buď pomocné napětí nebo pomocný proud, kterými se kompenzuje napěťová nesymetrie vstupů a proudová nesymetrie vstupů. U zapojení na obr. 56 s  $R_{10} = 1 \text{ M}\Omega$  se kompenzuje nesymetrie vstupů pomocným proudem. Velikost odporu  $R_{10}$  je samozřejmě třeba přizpůsobit i velikosti dalších odporů.

Druhým způsobem kompenzace nesymetrie vstupů je vyvažování děličem



Obr. 56. Vyvažování nesymetrie vstupů operačního zesilovače potenciometrem na neinvertujícím vstupu



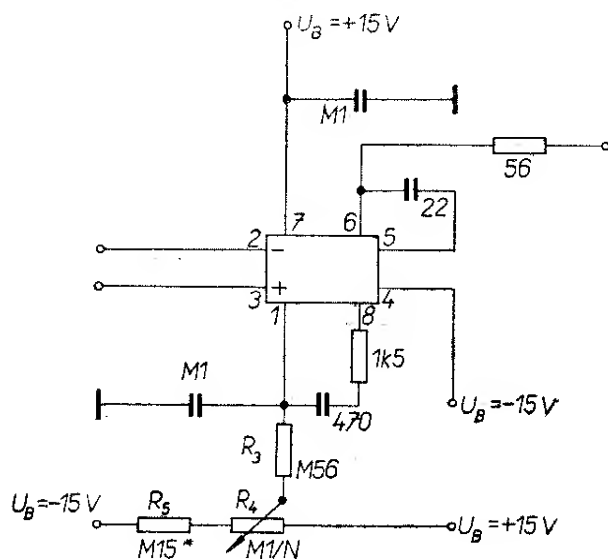
Obr. 57. Vyvažování nesymetrie vstupů děličem z odporů a diod

z odporů, diod a potenciometrů podle obr. 57. Tento způsob kompenzace je obdobou předchozího, pouze místo odporů  $R_8$  a  $R_9$  se používají křemíkové diody. U tohoto provedení má kompenzační napětí záporný teplotní součinitel, což může být někdy velmi výhodné.

Je jasné, že oba způsoby je možno modifikovaně použít pro kterékoli ze základních zapojení operačního zesilovače.

V aplikacích, kde není nutno přímo kompenzovat nesymetrie vstupů, u nichž je však třeba, aby byl výstup nastaven na požadovanou stejnosměrnou úroveň (na nulu nebo i na jinou úroveň různou od nuly), je možno použít třetí metodu se zapojením podle obr. 58. U tohoto způsobu se do báze tranzistoru  $T_4$  přes vývod 1 přivádí „vnucený“ proud. Vzhledem k značné vnitřní impedanci na vývodu 1 (asi  $1,4 \text{ M}\Omega$ ) může být nastavovací obvod sestaven z větších odporů. Tento způsob vyhovuje v řadě aplikací, neboť je dostatečně účinný. Podobný způsob vyvažování je možno realizovat i proudem do báze tranzistoru  $T_8$  (vývod 8).

V předchozích příkladech zapojení operačních zesilovačů byly bez vysvětlení použity prvky RC, připojené mezi vývody 1 a 8 a 5 a 6. Jak dále uvedu, byla těmito prvky zajišťována i kmitočtová

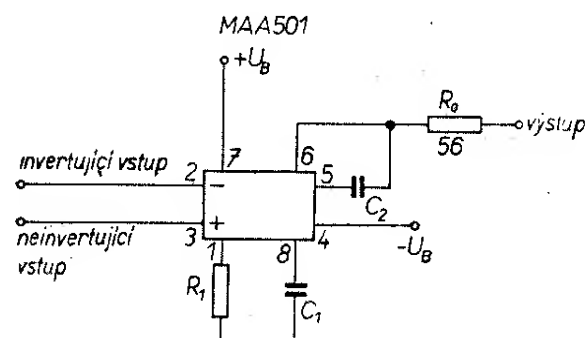


Obr. 58. Nastavení polohy výstupu operačního zesilovače proudem vnuceným do báze tranzistoru  $T_4$

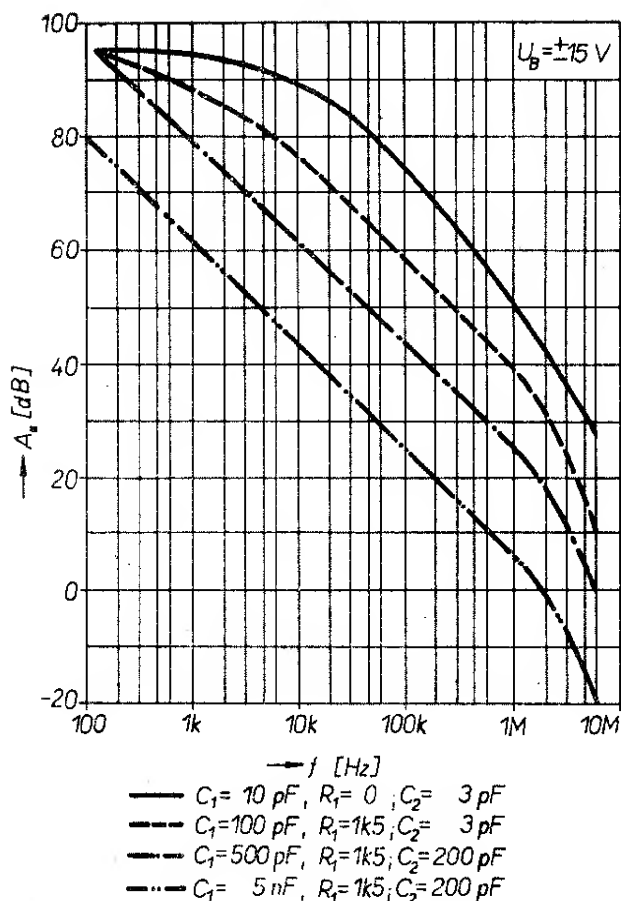
stabilita při optimální šířce pásma operačního zesilovače.

Protože v době, kdy byl operační zesilovač typu  $\mu A709$  navrhován, bylo technologicky velmi nákladné realizovat ve struktuře monolitického obvodu i malé kondenzátory, musel se obvod kmitočtově kompenzovat vně připojenými prvky; proto se vyvedly vhodné vnitřní body obvodu s dostatečně velkou impedancí. Proto jsou na vývody 1, 8, 5 obvodu vyvedeny báze tranzistorů  $T_4$ ,  $T_8$  a  $T_{12}$  pro připojení vnějších kompenzačních prvků. Nejčastěji se používá jednoduchá kompenzační technika se sériovou kombinací  $R_1$ ,  $C_1$  mezi vývody 1 a 8 a kondenzátorem mezi vývody 5 a 6 podle obr. 59. Výsledkem použití kompenzačních prvků je vhodná korekce amplitudové a fázové charakteristiky napětového zesílení, odstraňující i při širokých tolerancích parametrů zesilovače možnost vzniku nežádoucích oscilací. Na obr. 60 jsou amplitudové charakteristiky napětového přenosu operačního zesilovače bez zpětné vazby a se zpětnou vazbou pro čtyři případy kmitočtové kompenzace.

Při použití operačního zesilovače v automatizačních zařízeních (např. jako zesilovače pro snímání napětí z termoelektrických článků, jako odporového tepoměru apod.) jde o zpracování pomalu se měnících stejnosměrných napětí, navíc často v prostředí se silným parazitním elektrickým nebo magnetickým střídavým polem. Proto je v tomto případě



Obr. 59. Zapojení prvků RC pro vnitřní kmitočtovou kompenzaci operačních zesilovačů typu MAA501, MAA502 a MAA504



Obr. 60. Amplitudové charakteristiky napětového zesílení operačního zesilovače bez zpětné vazby pro čtyři případy kmitočtové kompenzace

žádoucí omezit co nejvíce napětové zesílení např. pro signály s kmitočtem vyšším než 10 kHz. Stačí k tomu úměrně zvětšit kapacity kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$  a zmenšit odpor  $R_1$ .

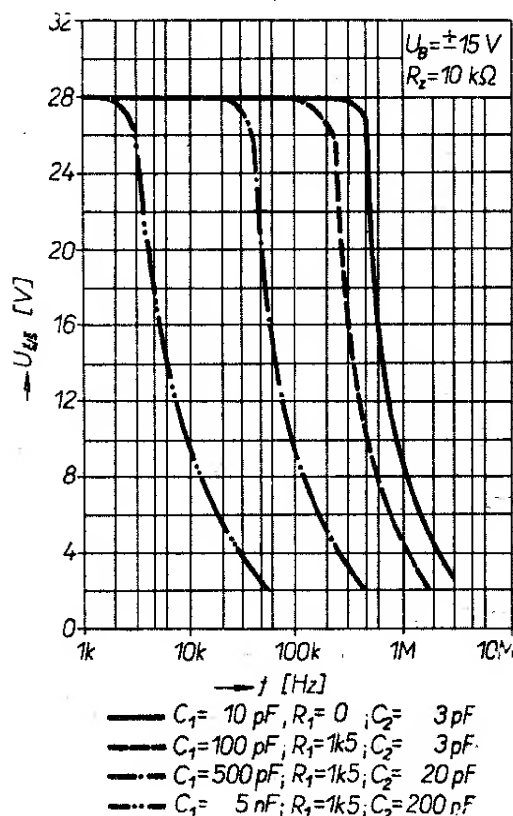
Při praktickém použití operačního zesilovače se někdy může stát, že při malé kapacitní zátěži (např. 50 až 100 pF) vzniknou i při kmitočtové kompenzaci (prvky  $C_1$ ,  $C_2$  a  $R_1$ ) parazitní oscilace. Tyto oscilace vznikají jen tehdy, dostane-li se tranzistor  $T_{14}$  do vodivého stavu. K odstranění oscilací stačí zapojit do série s výstupem zesilovače malý odpor (např. 56  $\Omega$ ), který plní současně funkci ochrany proti zkratu.

Tento způsob funkční kompenzace je vhodný pro značnou jednoduchost, neboť vystačí jen se třemi nebo čtyřmi prvky a přitom se neovlivňují tak výrazně šumové vlastnosti zesilovače. Může

však být nevhodný pro některé aplikace, v nichž se požaduje plný rozkmit výstupního napětí při zesílení signálů vyšších kmitočtů. Na obr. 61 jsou závislosti amplitudy výstupního napětí na kmitočtu pro uvedené případy kompenzace. V měřicí, automatizační a výpočetní technice se operační zesilovač používá obvykle ke zpracování stejnosměrných napětí nebo napětí s nižším kmitočtem, takže toto omezení příliš nevádí a často je i žádoucí.

V aplikacích, v nichž je vhodné udržet plnou amplitudu výstupního napětí v co nejširším kmitočtovém pásmu, lze používat tzv. vstupní kompenzaci sériovým obvodem RC, připojeným mezi vstupy operačního zesilovače. V těchto případech se použijí pro kompenzaci v bodech 1, 8, 5 a 6 prvky co nejmenší velikosti (např.  $C_1 = 10$  pF,  $R_1 = 0$ ,  $C_2 = 3,3$  pF). Nevýhodou této metody je zhoršení šumových poměrů v obvodu.

Velmi výhodné je použít ke kompenzaci vnitřní body zesilovače a navíc po-

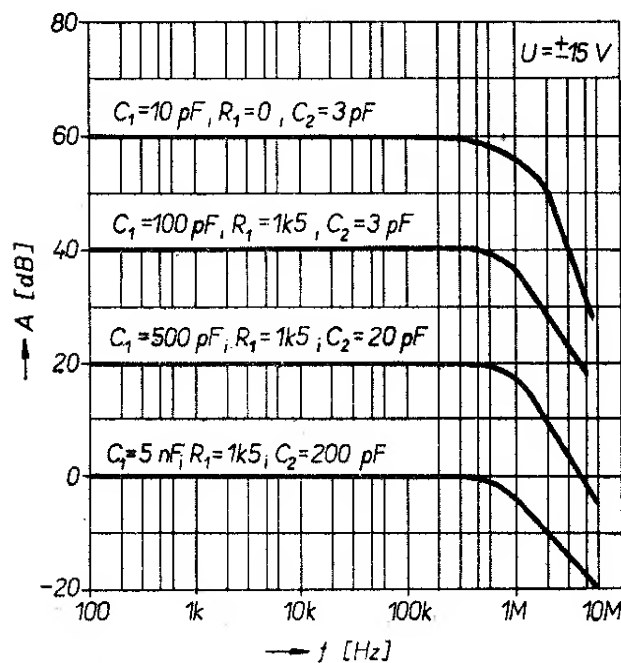


Obr. 61. Závislost rozkmitu výstupního napětí na kmitočtu pro různé případy kmitočtové kompenzace operačního zesilovače

užít kompenzaci na vstupu. Tímto postupem je možné nejen zachovat plnou amplitudu výstupního napětí, ale udržet i přijatelné šumové poměry v zesilovači.

Na základě teoretického rozboru i při ověření měření se zjistilo, že k zajištění kmitočtové stability (při různě silné záporné zpětné vazbě) je třeba (při maximální šířce pásma) zachovat určité vztahy při volbě kompenzačních prvků. Pro různě velké napěťové zesílení operačního zesilovače se zápornou zpětnou vazbou jsou na obr. 62 amplitudové charakteristiky napěťového zesílení i s doporučenými velikostmi kompenzačních prvků. Pokud nezáleží na šířce pásma, doporučuje se pro lepší zajištění stability zesilovače (i např. při méně vhodném rozložení spojů) zvětšit doporučené kapacity kompenzačních kondenzátorů  $C_1$ ,  $C_2$  nebo zmenšit doporučovanou velikost odporu  $R_1$ .

V některých kritičtějším případech lze jako určité nouzové opatření (např. u již hotových obvodů s operačním zesilovačem) připojit paralelně k odporu ve zpětné vazbě malý kondenzátor. Tímto kondenzátorem se kompenzuje vliv vstupní



Obr. 62. Amplitudové charakteristiky napěťového zesílení operačního zesilovače se zpětnou vazbou pro různé případy kmitočtové kompenzace

kapacity zesilovače a zlepšují se podmínky pro kmitočtovou stabilitu zesilovače. Kapacita tohoto kondenzátoru při určité šířce pásma závisí na velikosti odporu ve zpětné vazbě a na velikosti celkové vstupní impedance na invertujícím vstupu (tedy včetně odporu obvodu pro nastavení pracovního bodu invertujícího vstupu).

Při použití operačních monolitických zesilovačů se doporučuje (vzhledem k velkému napěťovému zesílení, které je soustředěno v monolitickém zesilovači, i vzhledem k poměrně blízkosti vývodů zesilovače) zachovávat pečlivě určitá pravidla při rozmístění součástek. Je to např. zásada, že části připojené ke vstupu monolitického zesilovače mají být dostatečně vzdáleny a vhodně orientovány vzhledem k výstupní části zesilovače i vzhledem ke kompenzačním obvodům. V případech s velkým celkovým zesílením bývá někdy nezbytné odstínit vstupní část od výstupní části obvodu. Dále se osvědčuje používat k napájení dobře vyhlazené zdroje s malým vnitřním odporem; to platí především tehdy, připojuje-li se na společný zdroj několik operačních zesilovačů. Vyplatí se také připojovat na každý zesilovač mezi kladný pól napájecího napětí a zem a záporný pól napájecího napětí a zem (pro odfiltrování zbytkového brumu a potlačení případných nežádoucích vazeb mezi zesilovači) elektrolytické kondenzátory o kapacitě 1 až 10  $\mu\text{F}$ . Protože v ČSSR nejsou k dispozici jakostní bezindukční elektrolytické kondenzátory, je vhodné připojit paralelně k elektrolytickým kondenzátorům keramické kondenzátory (o kapacitě např. 0,1  $\mu\text{F}$ ). Vyloučí se tím možnost případného nebezpečí rozkmitání obvodu na vyšších kmitočtech přes přívody nebo vnitřní odpor zdroje.

## Regulované stabilizátory napětí

Mezi aplikace, u nichž se rozšířilo uplatnění monolitických operačních zesilovačů, patří regulované stabilizátory



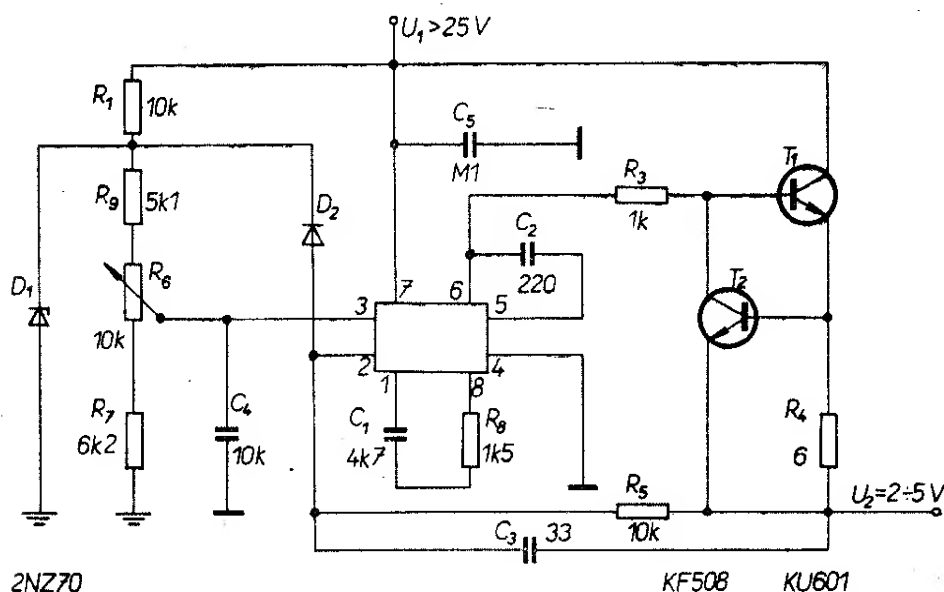
napětí se spojitým pracovním režimem. Přestože tyto stabilizátory mají horší účinnost vzhledem ke stabilizátorům pracujícím ve spínacím režimu, používají se velmi často, neboť jejich výstupní napětí může mít velmi malou úroveň rušivé modulace brumem. V dalším textu si ukážeme několik příkladů ověřených zapojení sériových stabilizátorů napětí se spojitým pracovním režimem.

### Stabilizátor napětí 5 V pro výstupní proud 100 mA (1 A)

Pro napájení monolitických číslicových obvodů s vazbou TTL, které vyrábí n. p. Tesla Rožnov v typových řadách MH111 a MH84N, i pro řadu jiných účelů se používá stabilizované napětí o velikosti 5 V. Pro některé speciální aplikace (např. pro proměňování tranzistorů a diod) je vhodné mít k dispozici regulovatelné stabilizované napětí od nuly nebo alespoň od malé velikosti. Pro tyto účely je určen stabilizátor napětí s možností nastavení až do 5 V, zapojený podle obr. 63. Jako zdroj referenčního napětí se používá Zenerova dioda typu 2NZ70. I když teče přes diodu prakticky konstantní proud (velký odpor  $R_1$ ), je vhodné (vzhledem ke kolísání napětí na filtračním elektrolytickém kondenzátoru usměrňovače při proměnném odběru) vybrat na místo diody  $D_1$  kus s co nejostřejším kolenem voltampérové charakteristiky. Podle mož-

nosti má mít Zenerova dioda Zenerovo napětí 6 V až 7 V. Při dané velikosti odporů  $R_7$ ,  $R_9$  a  $R_6$  a Zenerově napětí 6,6 V se výstupní napětí stabilizátoru bude pohybovat v rozmezí 2 V až 5 V. Pokud použijeme Zenerovu diodu s menším nebo větším Zenerovým napětím, je třeba upravit dělič  $R_7$ ,  $R_9$  a  $R_6$  např. zmenšováním nebo zvětšováním odporu  $R_7$ . Jako komparační zesilovač a současně i jako zesilovač odchylky (tzv. chybového napětí), který přímo řídí regulovaný sériový tranzistor, se používá operační zesilovač typu MAA501. Výstupní napětí se přivádí přímo na invertující vstup 2 a porovnává se s nastaveným napětím z potenciometru  $R_8$  na neinvertujícím vstupu 3. Rozdílovým napětím se řídí operační zesilovač, na jehož výstupu působí napětí, které ovládá výkonový tranzistor tak, aby se výstupní napětí udrželo na požadované velikosti. Pokud se např. zvětší zatížení stabilizátoru a výstupní napětí by mělo tendenci se zmenšit, zvětší se napětí na výstupu operačního zesilovače, výkonový tranzistor se více otevře a výstupní napětí se udrží na žádané velikosti.

Vzhledem k tomu, že napájecí napětí může podle odběru (především u stabilizátorů s větším napětím) značně kolísat a operační zesilovač podle údajů výrobce může snést bez poškození nejvýše celkové napětí 36 V, osvědčuje se samostatně stabilizovat napájecí napětí operačního zesilovače. Jedním odporem a jednou nebo



Obr. 63. Zapojení stabilizátoru napětí 5 V (integrováný obvod je typu MAA501)

Na místě výkonového tranzistoru vyhoví např. výkonové tranzistory typu KU601 (pro výstupní proud 100 mA) nebo typy KU605, KU606, KU607 (pro výstupní proud až do 2 A). K ochraně vstupů operačního zesilovače slouží dioda  $D_2$ .

napětí odčítá od úbytku napětí na odporu  $R_4$ , zmenší se napětí mezi emitorem a bází výkonového tranzistoru  $T_1$  asi na 0,2 až 0,4 V a tranzistor  $T_1$  se uzavírá. Jestliže se volí odpor  $R_4 = 6 \Omega$ , dochází k omezení výstupního proudu asi při 100 mA. Jestliže chceme omezit výstupní proud na 1 A, bude mít odpor  $R_4$  asi 0,6  $\Omega$ .

Operační zesilovač je opatřen kompenzačními prvky  $C_1$ ,  $C_2$  a  $R_8$ , které zabráňují rozkmitání zesilovače a tím i celého stabilizátoru.

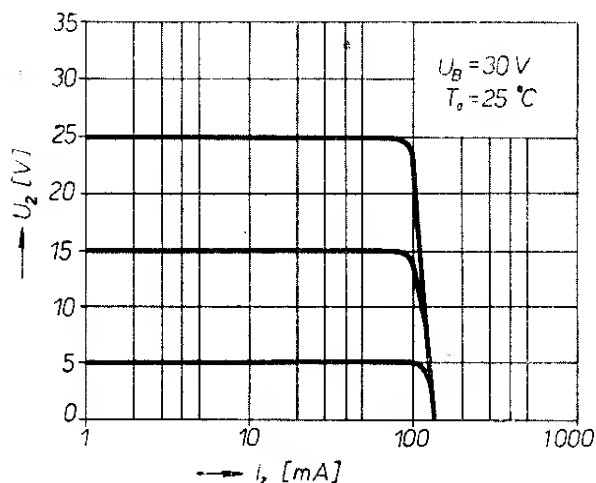
Účinným prostředkem proti šumu, superponovanému na výstupním napětí, je připojení kondenzátoru o kapacitě asi 10 nF mezi neinvertující vstup a zem. K fázové kompenzaci přispívá také připojení malého kondenzátoru o kapacitě 10 až 33 pF mezi invertující vstup a výstup stabilizátoru. Stabilizátor má podle odběru vnitřní odpor asi 50 až 100 mΩ a velikost rušivého napětí na výstupu je menší než 10 mV.

2N270 7N270 KF508 (KU601 KU607)

Obr. 64. Zapojení stabilizátoru napětí 10 až 25 V (10 je typu MAA501)

dající výkonovou ztrátou. Např. při výstupním proudu 1 A to může být výkonový tranzistor typu KU601.

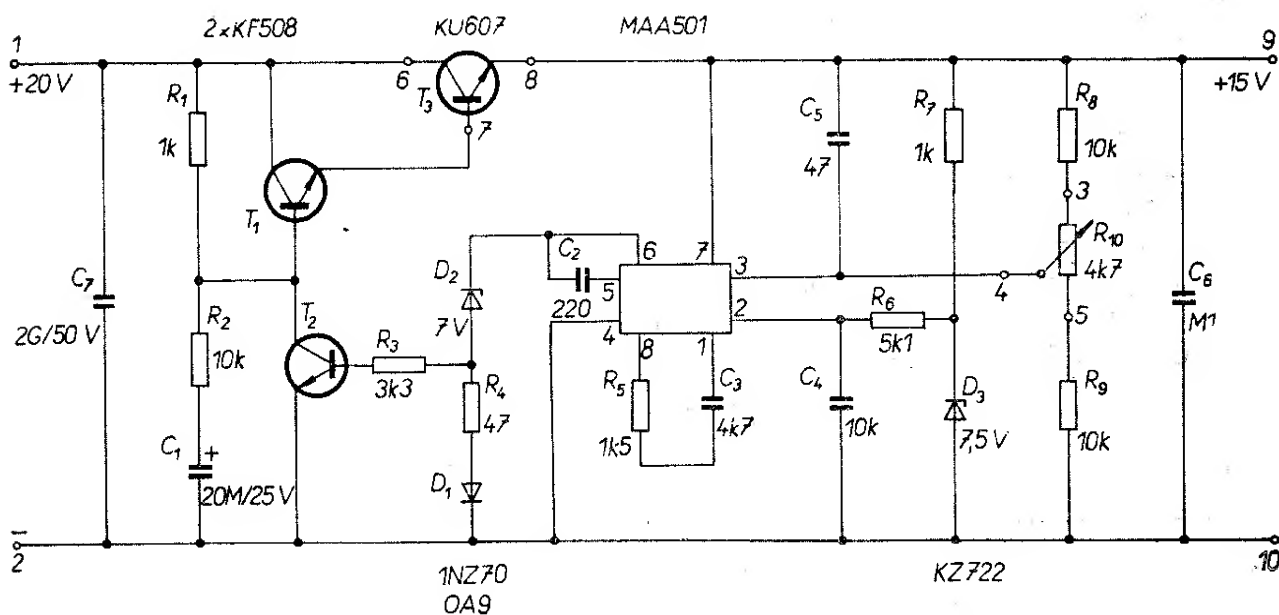
Příklady závislosti výstupního napětí na výstupním proudu jsou (při pojistce nastavené na výstupní proud 100 mA) uvedeny na obr. 65. Závislosti pro výstupní napětí 25 V a 15 V platí pro stabilizátor napětí 10 V až 25 V a závislost pro výstupní napětí 5 V platí pro stabilizátor napětí 2 až 5 V.



Obr. 65. Závislosti výstupního napětí na výstupním proudu pro předchozí dvě provedení napěťových stabilizátorů

## Stabilizátor napětí 12 V až 18 V pro výstupní proud 2 A

Jako další příklad si uvedeme stabilizátor napětí určený pro aplikace, které vyžadují napájení ze zdroje s velmi malým vnitřním odporem a malým obsahem rušivých napětí. Pro tyto účely byl vyvinut stabilizátor napětí, zapojený podle obr. 65. Základním rozdílem proti předchozím dvěma stabilizátorům je, že operační zesilovač typu MAA501 je napájen přímo z výstupního napětí. Dále se zde navíc používá tranzistor  $T_2$  ke zvětšení zesílení regulační odchylky (k zesílení chybového napětí) a k oddělení výkonové části stabilizátoru od operačního zesilovače. Strmost a tím i proudové zesílení regulovaného sériového výkonového tranzistoru  $T_3$  se zvětší přidáním tranzistoru  $T_1$ . Darlingtonovým zapojením tranzistorů  $T_1$  a  $T_3$  se současně zmenší zatížení zesilovače odchylky. Rozšířením o tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  se zvětší jak napěťový, tak výkonový zisk zpětnovazební smyčky, což se příznivě projeví na výsledných parametrech stabilizátoru. Aby byla zajištěna vyhovující záporná zpětná vazba, přivádí se část výstupního napětí na neinvertující vstup a invertující vstup operačního zesilovače je „opřen“ o referenční napětí Zenerovy



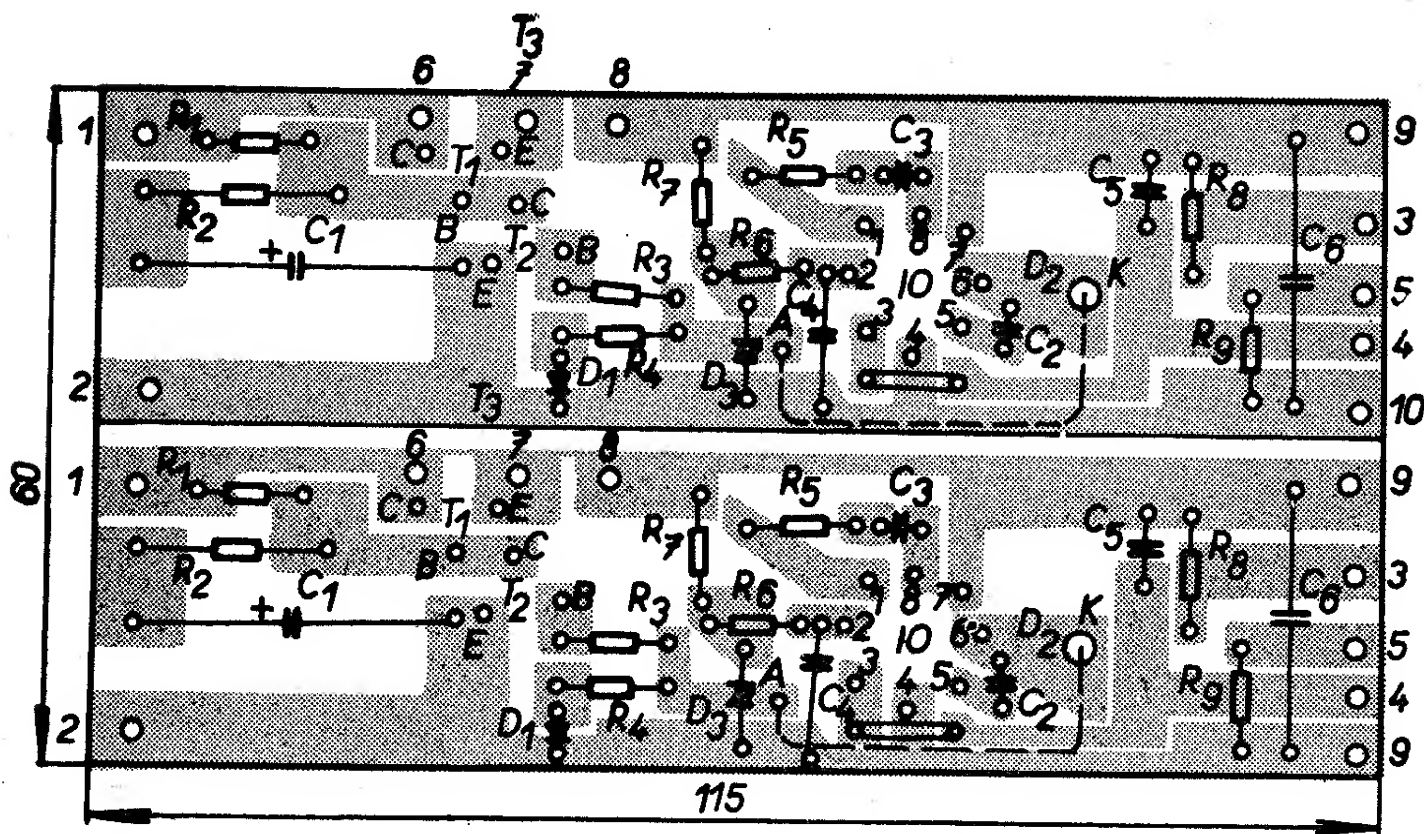
Obr. 66. Zapojení jakostního stabilizátoru napětí 12 až 18 V pro výstupní proud 2 A

diody. (K otočení fáze napětové odchylky dochází na tranzistoru  $T_2$ ). Vzhledem k tomu, že výstup operačního zesilovače má přibližně kladné napětí 6 až 8 V, je nutno posunout stejnosměrnou úroveň signálové cesty do blízkosti napětí báze tranzistoru  $T_2$  Zenerovou diodou (se Zenerovým napětím 5 až 7 V). Vložením germaniové diody OA9 do série s odporem  $47\ \Omega$  se zlepšuje teplotní kompenzace stabilizátoru.

Aby nedošlo k rozkmitání stabilizátoru (napětový zisk zpětnovazební větve přes 100 dB), má jednak vlastní operační zesilovač kmitočtovou stabilizaci a jednak je fázová charakteristika upravena blokováním neinvertujícího vstupu zesilovače kondenzátorem 10 nF a báze tranzistoru  $T_1$  sériovou kombinací odporu  $10\ \Omega$  a kondenzátoru  $20\ \mu\text{F}$ . Kondenzátorem o kapacitě 47 pF, připojeným mezi výstup a neinvertující vstup zesilovače, se potlačuje šum superpono-

vaný na výstupním napětí. Měřením bylo zjištěno, že při nastavení výstupního napětí v rozsahu 12 až 18 V byl pro změny zátěže 0 až 2 A výsledný brum a šum na výstupu menší než 0,3 mV a vnitřní odpor menší než  $20\ \text{m}\Omega$ . Při výstupním napětí 15 V a pro rozsah vstupního napětí 17,75 až 30 V bylo změřeno, že změna výstupního napětí při zátěži 2 A byla menší než 1 mV. Z uvedeného rovněž vyplývá, že k bezpečné funkci výkonového tranzistoru stačil úbytek napětí  $U_{CE}$  asi 2,75 V (což je mimořádně příznivé s ohledem na omezení výkonové ztráty a dosažení vysoké účinnosti – větší než 85 %). Těmito parametry se stabilizátor plně vyrovná většině profesionálně vyrobených špičkových stabilizátorů. Destička s plošnými spoji pro dva stabilizátory je na obr. 67.

Po určité úpravě je možno na stejném principu navrhnout jak stabilizátory pro menší, tak i pro větší výstupní napětí.



Obr. 67. Plošný spoj pro dva stabilizátory napětí 12 až 18 V bez výkonových tranzistorů a rozměrných elektrolytických kondenzátorů

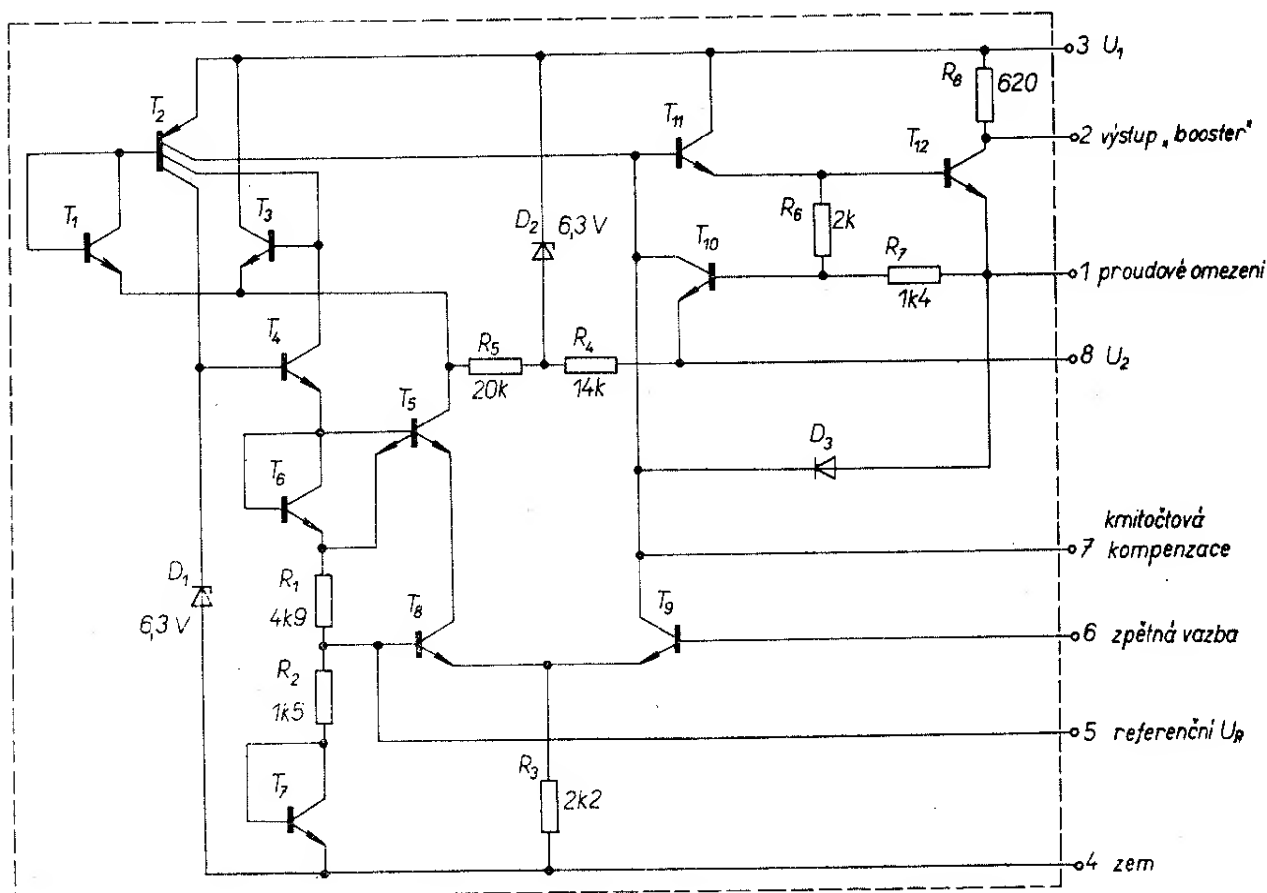
## Napěťový stabilizátor pro výstupní napětí 2 až 30 V a proud 1 A

Aby byla usnadněna a zkvalitněna práce vývojářů, kteří se zabývají návrhem stabilizátorů napětí a také ve snaze cenově zpřístupnit použitelnost napěťových stabilizátorů, zařadili přední světoví výrobci monolitických obvodů do svého programu výrobu stabilizátorů napětí. Firma National Semiconductors vyrábí monolitické napěťové stabilizátory typu LM300, LM200 a LM100. S těmito obvody je možno přidáním několika diskrétních součástek řešit spojitě i nespojitě regulátory napětí od 2 do 30 V s výstupním proudem do 2 A i více. V monolitickém obvodu jsou velmi stabilní zdroj referenčního napětí, komparační (porovnávací) zesilovač, zesilovač odchylky (chybového napětí), omezovač výstupního proudu i výstupní část stabilizátoru pro menší výstupní výkon.

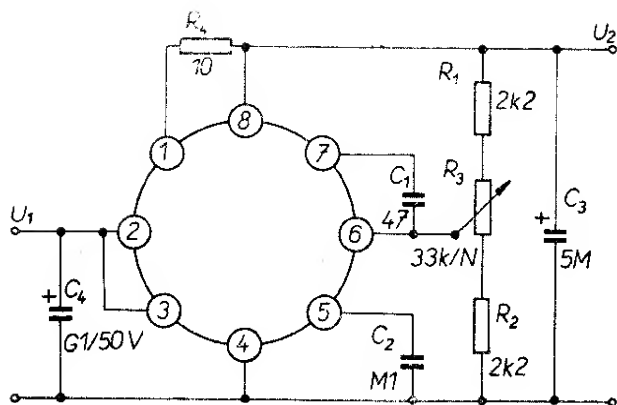
Zapojení obvodu typu LM100 je na obr. 68.

Příklad aplikace obvodu typu LM100 při řešení stabilizátoru napětí od 2 do 30 V a výstupní proud 20 mA je v zapojení na obr. 69a. Předpokládá se, že stabilizátor je napájen jednoduše filtrovaným stejnosměrným napětím 40 V. Pokud nemůže dojít k proudovému přetížení stabilizátoru, zkratují se vývody 1 a 8. Pro omezení proudu na 20 mA vkládá se mezi vývody 1 a 8 odpor 10  $\Omega$ . Zatěžovací charakteristiky pro zapojení s proudovým omezením i bez něho jsou uvedeny na obr. 69b.

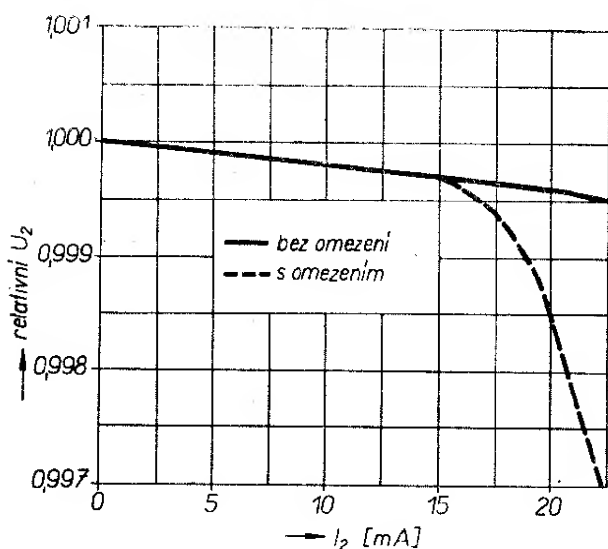
Rozšířením monolitického stabilizátoru o tranzistor KF517 a KU607 a odpor asi 68  $\Omega$  je možno vytvořit stabilizátor napětí 2 až 30 V a výstupní proud 2 A. Zapojení tohoto stabilizátoru je na obr. 69c. Tento proud se omezí na 2 A zařazením odporu 0,1  $\Omega$  mezi vývody 1 a 8. Zatěžovací charakteristiky jsou stejné



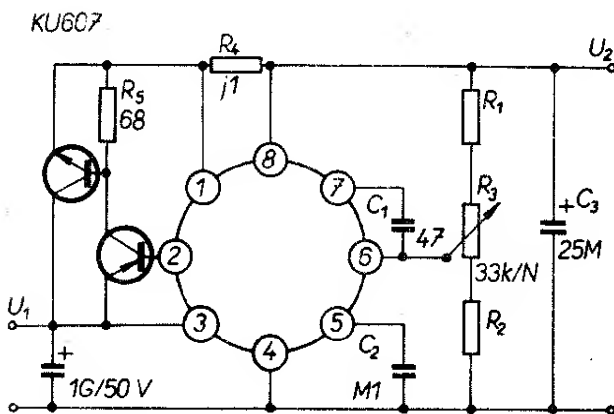
Obr. 68. Zapojení napěťového stabilizátoru typu LM100 fy National Semiconductors



a)



b)



c)

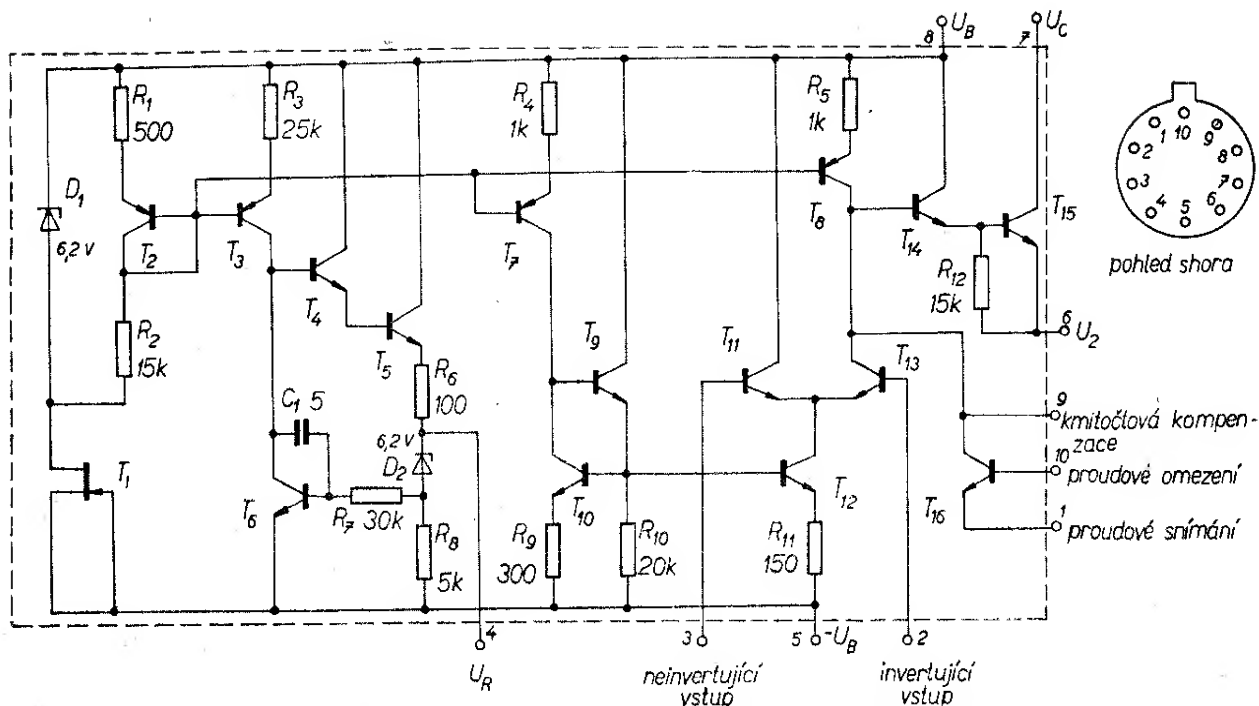
Obr. 69. Zapojení stabilizátoru napětí 2 až 30 V a) pro proud 20 mA s obvodem typu LM100; b) zatěžovací charakteristiky s proudovým omezením a bez proudového omezení; c) pro proud 2 A ( $R_1 = R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$ )

jako v předchozím případě, pouze je třeba zvětšit měřítko proudové osy stokrát. Při použití některých typů výkonových křemíkových tranzistorů může dojít k rozkmitání stabilizátoru. Účinně je tomu možno zabránit (kromě kmitočtové kompenzace kondenzátory – podobně jako u předchozích případů), zařazením indukčnosti (z malé cívky s feritovým jádrem) do série mezi 8 a výstup.

### Stabilizátor napětí 3 až 25 V

Pravděpodobně nejlépe řešeným monolitickým regulovatelným stabilizátorem je obvod typu  $\mu A723$  fy Fairchild, zapojený podle obr. 70. Obvod zahrnuje jak zdroj referenčního napětí, tak i komparační zesilovač odchylky, regulovaný tranzistor pro proud 150 mA i tranzistor pro nastavitelné proudové omezení. Monolitický obvod je řešen velmi univerzálně, tak aby s ním bylo možno řešit stabilizátory se spojitou regulací kladného nebo záporného napětí, dále spojitě stabilizátory s „plovoucí“ zemí a stabilizátory se spínacím režimem. Obvod poskytuje možnost stabilizovat výstupní napětí s přesností 0,01 % v plném rozsahu výstupního napětí a při odpovídajícím rozsahu vstupního napětí (alespoň o 5 V větším než je výstupní napětí) a při zatížení 0 až 150 mA.

Příkladem špičkového stabilizátoru napětí v rozsahu 3 až 25 V je zapojení uvedené na obr. 71. Pro zlepšení činnosti stabilizátoru typu  $\mu A723$  i výkonového tranzistoru typu 2N3055 (možno zde nahradit typem KU607) je před něj předřazen pomocný tyristorový regulátor. Tyristorový regulátor je napájen pulzujícím dvoucestně usměrněným napětím. Signál k otevírání tyristorového regulátoru je odvozen z výstupního napětí stabilizátoru, zmenšeného o závěrné napětí Zenerovy diody 1N749. Tyristorový regulátor je řízen takovým způsobem, aby se udržela stálá minimální velikost rozdílu napětí mezi vstupem a výstupem (tato minimální velikost je asi 4,3 V a odpovídá součtu úbytku napětí  $U_{CE}$  výkonového tranzistoru a úbytku napětí na omezovacím odporu proudové po-

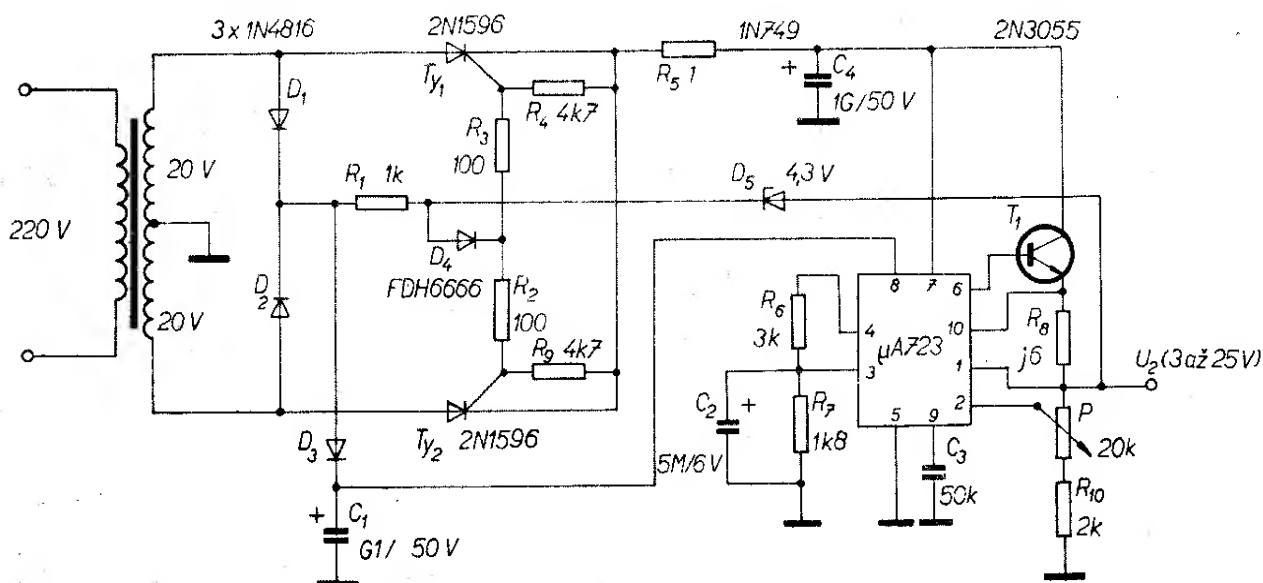


Obr. 70. Zapojení stabilizátoru napětí typu  $\mu A723$  fy Fairchild

jistky). Za těchto podmínek je na výkonovém tranzistoru stálý úbytek napětí a tím výkonová ztráta tranzistoru při maximálním výstupním proudu bez ohledu na velikost nastaveného výstupního napětí zůstává stejná. Vlastní činnost stabilizátoru je obdobná předchozím příkladům stabilizátorů. Změnou polohy běžce na potenciometru 20 k $\Omega$  se mění velikost napětí na invertujícím vstupu komparátoru. Neinvertující vstup komparátoru je připojen na odbočku dě-

liče, napájeného ze zdroje referenčního napětí. Komparátor odchylku zesílí, čímž se otevře výkonový tranzistor tak, aby se napětí na invertujícím vstupu přiblížilo konstantní části napětí z referenčního zdroje.

U stabilizátoru je možno regulovat výstupní napětí od 3 do 25 V. Omezení výstupního proudu je nastaveno na 0,8 A. Stabilita výstupního napětí je lepší než 1 mV při změně vstupního napětí o 1 V a v celém rozsahu výstupních na-



Obr. 71. Zapojení stabilizátoru napětí v rozsahu 3 až 25 V s obvodem typu  $\mu A723$





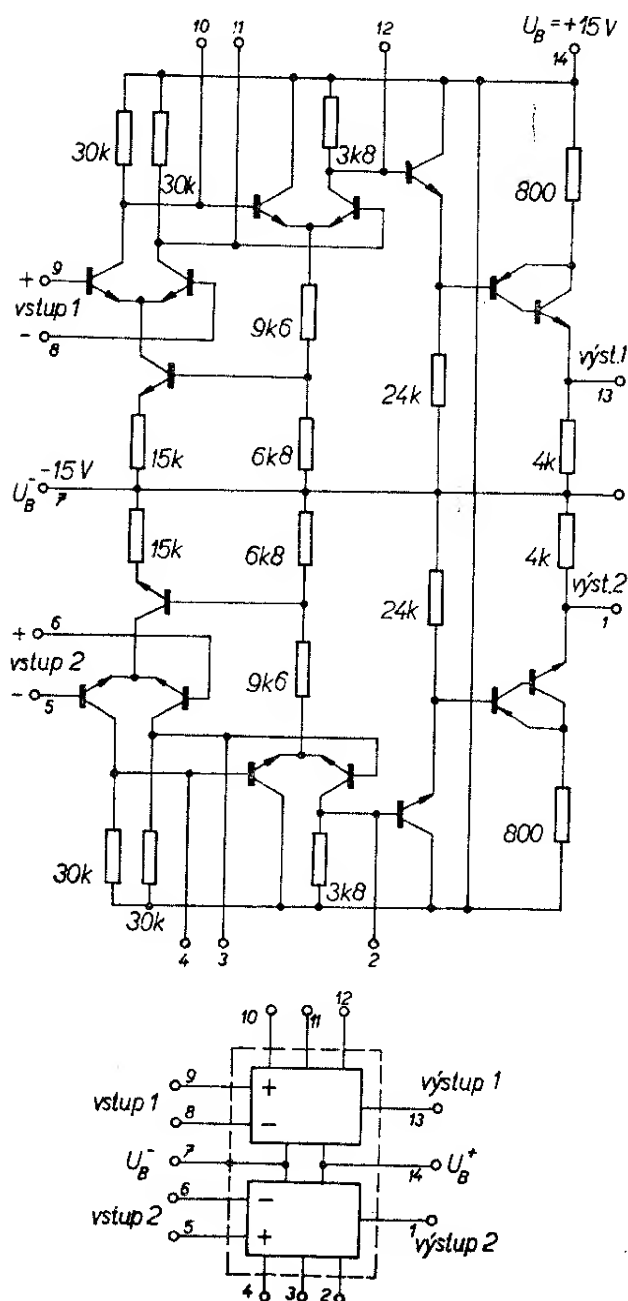
MAA501 je možno navrhnout stabilizátor i pro vyšší napětí než 28 V. Příklad stabilizátoru s výstupním napětím asi 100 V je na obr. 73. Zapojení „bootstrap“ je vytvořeno pomocí Zenerovy diody na 30 V. Tato dioda stabilizuje napájecí napětí operačního zesilovače na velikost, povolenou výrobcem. U tohoto zapojení je možno dosáhnout dobré regulace (lepší než 0,01 % z výstupního napětí) i poměrně široký rozsah výstupního napětí (70 V). Výstup operačního zesilovače má o úbytek napětí na emitorových přechodech tranzistorů větší napětí, než je napětí na výstupu stabilizátoru. Vzhledem k rozsahu výstupního napětí operačního zesilovače  $\pm 13$  V je úroveň napětí na invertujícím vstupu menší o 10 V než je výstupní napětí (Zenerova dioda). Operační zesilovač pracuje současně jako komparátor i jako zesilovač odchylky. Při změně zatížení nebo přestavení potenciometru  $R_6$  se operačním zesilovačem reguluje přes budič s tranzistorem  $T_2$  výkonový tranzistor  $T_1$  tak, aby byl rozdíl napětí mezi vstupy operačního zesilovače minimální. Pro výstupní proud 100 mA se na místě tranzistoru  $T_1$  používá tranzistor typu SE9020 (vyhoví i vybraný tranzistor typu KU608 nebo KU607). Tranzistor  $T_1$  je také typu SE9020 (vyhoví opět vybraný tranzistor typu KU607). Při vstupním napětí 170 V je možno nastavit na výstupu napětí kolem 100 V s možnostmi regulace asi od 80 do 150 V.

## Předzesilovače nf napětí z různých zdrojů signálu

### Předzesilovač s operačním zesilovačem typu MC1303P (Motorola)

Jedním z prvních vyráběných operačních zesilovačů, určených pro aplikace v technice Hi-Fi, je dvojitý operační zesilovač typu MC1303P fy Motorola. Tento zesilovač se vyrábí již přes tři roky. Abychom si učinili představu o jedné z možných koncepcí řešení operačních zesilo-

vačů pro korekci napětí z typických zdrojů stereofonního signálu, je uveden na obr. 74 příklad zapojení zesilovače MC1303P. Ve stejném obrázku je dále blokové zapojení spolu s orientací vývodů (pouzdro typu Dual-in-line obdobného provedení, jako u obvodu Tesla řady MH111). Vstupní i druhý stupeň zesilovače jsou v diferenciálním zapojení. Signál se počítá na emitorovém odporu druhého stupně. První stupeň je napájen ze zdroje



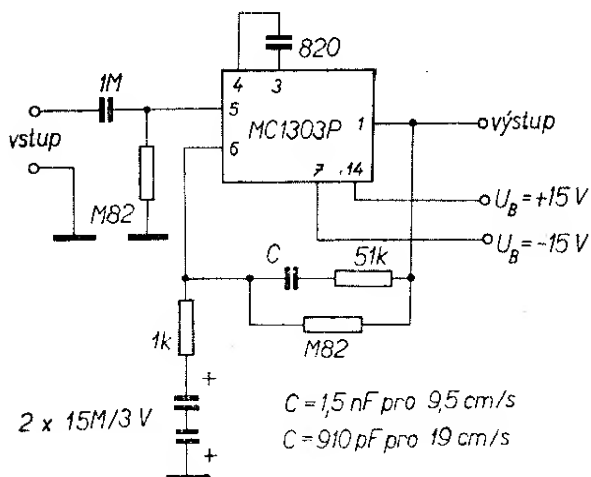
Obr. 74. Zapojení dvoukanálového operačního zesilovače typu MC1303P fy Motorola

emitorového proudu, vytvořeného tranzistorem. K oddělení koncové části od vstupní části s velkým napěťovým zesílením se používá emitorový sledovač. Koncový stupeň obsahuje tranzistor typu p-n-p a tranzistor typu n-p-n. Tato zapojení se v monolitické technice používají často, neboť se jím nahrazuje těžko realizovatelný jakostní tranzistor typu p-n-p s potřebným proudovým zesílením. Z hlediska polarity funkčních elektrod se toto zapojení chová obdobně jako tranzistor typu p-n-p. Proudové zesílení je však určeno součinem proudového zesílení obou tranzistorů.

Při souměrném napájení  $\pm 15$  V je amplituda výstupního napětí  $\pm 4,5$  V, napěťové zesílení 8 000, ekvivalentní vstupní šumové napětí menší než  $0,5 \mu\text{V}$ . Oddělení kanálů je na kmitočtu 10 kHz lepší než 60 dB a výkonová spotřeba je asi 415 mW.

Fa Motorola publikovala některá aplikační zapojení, která byla prakticky ověřena i u nás na zahraničních výrobcích.

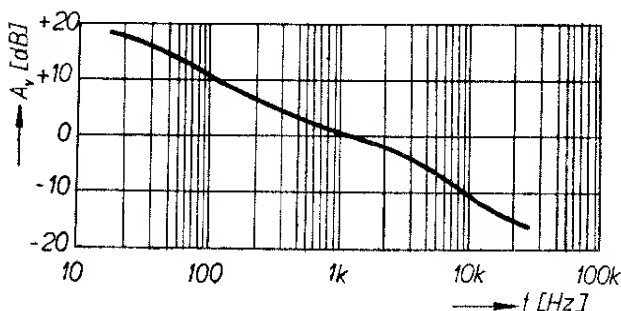
Na obr. 75 je zapojení jednoho kanálu korekčního zesilovače pro magnetickou přenosku. Kondenzátor připojený mezi vývody 3 a 4 je určen pro vnitřní kompenzaci zesilovače. Zpětnovazební obvod je navržen pro korekci napěťového zesílení na kmitočtech 2 120 Hz, 500 Hz a 50 Hz. Korekční obvod je připojen k malé výstupní impedanci zesilovače (několik



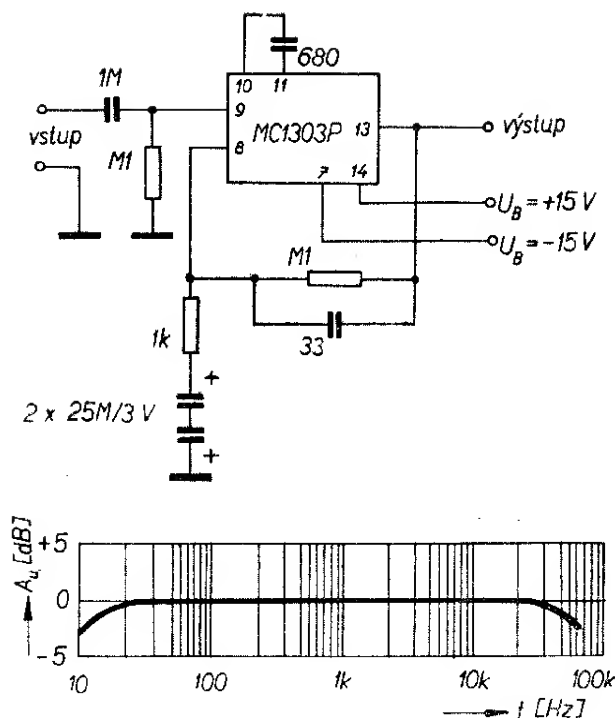
Obr. 75. Zapojení jednoho kanálu stereofonního předzesilovače pro magnetickou přenosku s obvodem typu MC1303P

k $\Omega$ ) a pracuje do zatěžovacího odporu 1 k $\Omega$ . Pro nastavení symetrie vstupů musí být výsledný odpor v invertujícím vstupu (možno zanedbat výstupní odpor zesilovače) roven odporu připojenému mezi neinvertujícím vstupem a zemí. Proto je nutno odpor 1 k $\Omega$ , na němž se snímá zpětnovazební napětí, stejnosměrně oddělit od země. Zpětnovazební napětí (výstupní napětí) se mění souměrně okolo nuly stejnosměrného napájecího zdroje. Proto je nutné zatěžovací odpor korekčního obvodu spodním koncem připojit na zem bipolárním elektrolytickým kondenzátorem. V případě, že bipolární elektrolytické kondenzátory nejsou dostupné (jako v ČSSR), je možno použít dva elektrolytické kondenzátory, zapojené do série proti sobě. Obdobně je nutno k výstupu korekčního zesilovače připojit místo vazebního elektrolytického kondenzátoru bipolární kombinace dvou kondenzátorů. Na kmitočtu 1 kHz je napěťové zesílení 40 dB. Při amplitudě výstupního napětí  $\pm 5$  V je zkreslení menší než 0,01 %. Vstupní odpor je asi 80 k $\Omega$ . Při vstupním napětí z přenosky 10 mV je odstup signál-šum lepší než 70 dB. Na obr. 76 je naměřená amplitudová charakteristika napěťového zesílení korekčního zesilovače pro magnetickou přenosku.

Způsob zapojení jednoho kanálu stereofonního předzesilovače pro mikrofon je na obr. 77. Zpětnovazební obvod je vytvořen odporovým děličem z odporů 100 k $\Omega$  a 1 k $\Omega$ . Ke zmenšení šumu je paralelně k odporu 100 k $\Omega$  zapojen kondenzátor 33 pF. Zesílení od 30 Hz do



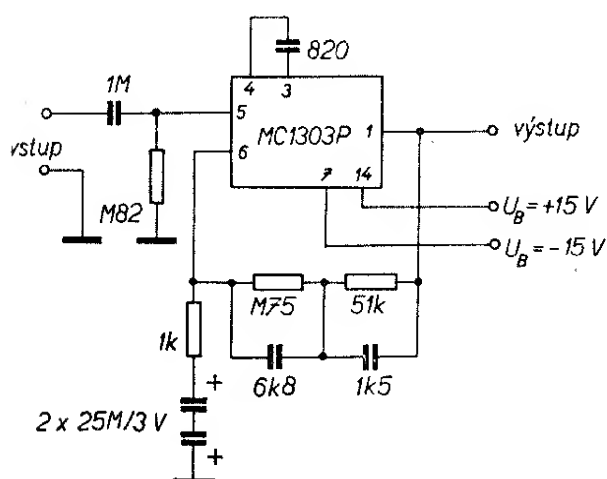
Obr. 76. Amplitudová charakteristika napěťového zesílení předzesilovače pro magnetickou přenosku



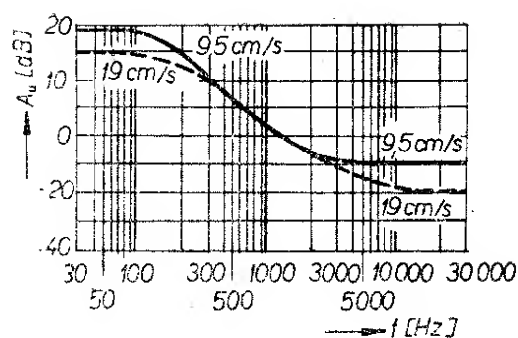
Obr. 77. Zapojení jednoho kanálu stereo-fonního předzesilovače pro mikrofon s obvodem typu MC1303P

20 kHz je s přesností  $\pm 1$  dB rovno 40 dB.

S obvodem typu MC1303P lze sestavit i předzesilovač pro korekci napětí z magnetofonové hlavy. Zapojení je na obr. 78. Podle toho, zda se jedná o korekci napětí při snímání při rychlosti posuvu pásku 9,5 cm/s nebo 19 cm/s, je nutno volit



Obr. 78. Zapojení jednoho kanálu stereo-fonního předzesilovače pro magnetofonovou hlavu s obvodem typu MC1303P



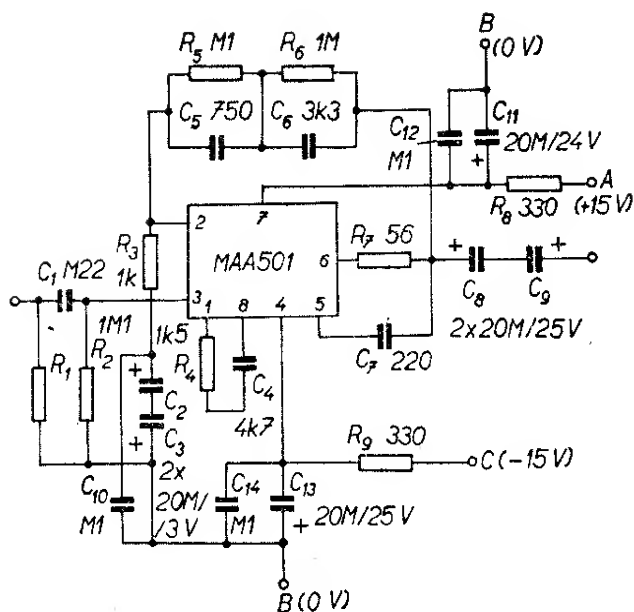
Obr. 79. Amplitudové charakteristiky napětového zesílení předzesilovače pro magnetofonovou hlavu a pro rychlosti posuvu pásku 9,5 a 19 cm/s

kapacitu kondenzátoru v korekčním obvodu 1,5 nF nebo 910 pF. Jak vyplývá z obr. 79, korekce zcela vyhovuje. Na kmitočtu 1 kHz je napětové zesílení 35 dB a při amplitudě výstupního napětí  $\pm 5$  V je zkreslení menší než 0,1 %.

Přímou výměnou (s respektováním jiné orientace vývodů a s použitím jiného způsobu vnitřní kompenzace operačního zesilovače) je možno v předchozích zapojeních použít i operační zesilovače řady MAA500. V hodnotách nastavovacích i korekčních prvků RC není třeba dělat žádné úpravy.

### Předzesilovač pro magnetickou přenosku s operačním zesilovačem typu MAA501

Vzhledem k tomu, že operační zesilovače řady MAA500 mají typické napětové zesílení 50 000, je výhodnější využít účelněji tohoto velkého napětového zesílení. Proto byl navržen korekční předzesilovač pro magnetickou přenosku s napětovým zesílením 51 dB na referenčním kmitočtu 1 kHz. Navržený korekční předzesilovač s obvodem typu MAA501 má zapojení podle obr. 80. Zpětnovazební obvod je navržen s kmitočtovou charakteristikou RIAA s dělicím poměrem 135 : 1 na kmitočtu 1 kHz. Při této zpětné vazbě a při této impedanci odporu mezi invertujícím vstupem a zemí (obr. 80) je vstupní odpor předzesilovače na kmitočtu 1 kHz (při napětovém zesílení vlastního operačního zesilovače



Obr. 80. Zapojení předzesilovače pro magnetickou přenosku s obvodem typu MAA501

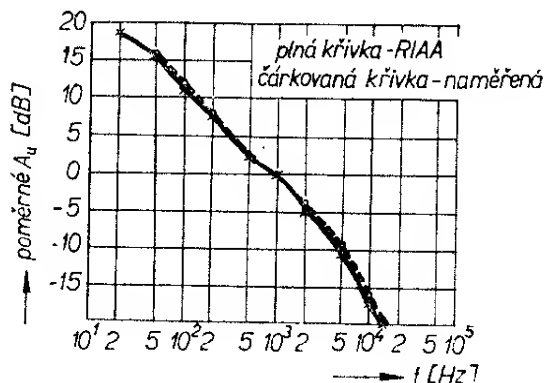
50 000) asi 370 k $\Omega$ . Na kmitočtu 100 Hz je vstupní odpor asi desetkrát menší a na kmitočtu 10 kHz je vstupní odpor asi desetkrát větší. Při buzení např. z dynamických přenosů fy Shure (typ V-15), které mají odpor 680  $\Omega$  a indukčnost 0,72 H je zajištěno, že vstupní odpor zesilovače bude více jak padesátkrát větší než vnitřní impedance přenosky.

Velké napětové zesílení operačního zesilovače rovněž zaručuje, že bude dostatečná rezerva napětového zesílení a tím i malé zkreslení i při zesilování nízkých kmitočtů. Z obr. 81 lze přečíst naměřené kmitočtové závislosti napětového zesílení předzesilovače s průběhem podle doporučení IEC (RIAA). Ze závislosti je vidět, že souběh závislostí je v plném kmitočtovém rozsahu lepší než  $\pm 1$  dB, což je výsledek plně vyhovující pro splnění špičkových nároků na zařízení Hi-Fi. Nelineární zkreslení na kmitočtu 1 kHz, při amplitudě výstupního napětí  $\pm 10$  V a zatěžovacího odporu větším než 10 k $\Omega$  je menší než 0,1 %.

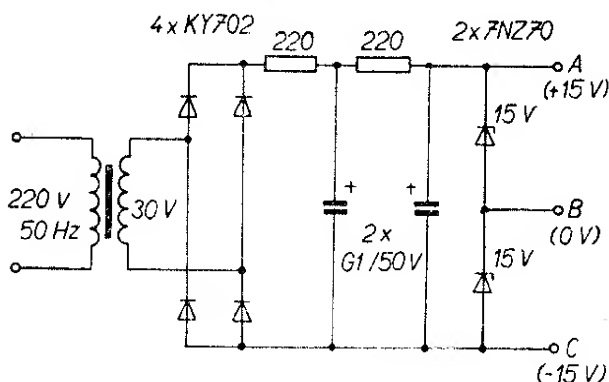
Protože potřeba souměrného napájecího napětí, vytvořeného dvěma stabilizovanými síťovými zdroji, cenově i jinak komplikuje konstrukci stereofonního zesilovače (zvláště v případech, kde jsou koncové stupně řešeny s jednoduchým

napájením), byl pro předzesilovače navržen napájecí zdroj v zapojení podle obr. 82. Napájecí zdroj obsahuje kromě transformátoru, diod v můstkovém zapojení a dvoustupňového filtru (možno použít jednodušší filtr) dvě Zenerovy diody se stejným Zenerovým napětím od 14 V do 15 V. Ve středu mezi diodami je vytvořena umělá nula („umělá zem“), proti níž mají body A a C napětí  $\pm 14$  až  $\pm 15$  V. Ke zlepšení odstupu mezi oběma kanály se napájecí napětí filtruje v bodech A a C u obou operačních zesilovačů. Kromě elektrolytických kondenzátorů se k filtraci používají i bezindukční keramické kondenzátory 68 nF. Naměřený odstup mezi kanály byl lepší než 80 dB.

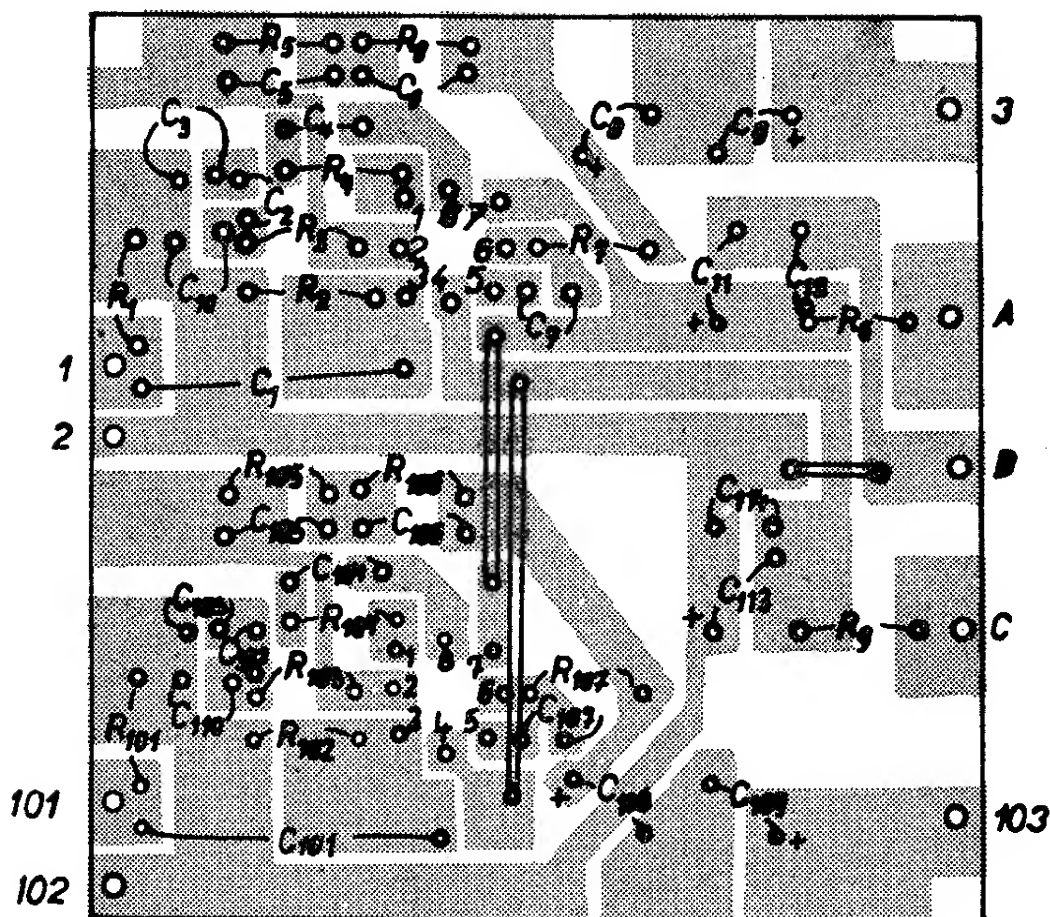
Aniž by se k osazení vstupu předzesilovače použily speciální křemíkové tran-



Obr. 81. Srovnání amplitudových charakteristik napětového zesílení získaných podle doporučení IEC (RIAA) a měřením předzesilovače s obvodem typu MAA501



Obr. 82. Zapojení zdroje se symetrickým napětím a nulou



Obr. 83. Destička s plošnými spoji pro oba kanály předzesilovače s obvody typu MAA501

zistory typu p-n-p s malým šumem, byl odstup rušivých napětí lepší než 80 dB (podle normy DIN 45 500). Šum operačních zesilovačů řady MAA500, i když není specifikován výrobcem, je velmi malý, neboť kolektorové proudy vstupních tranzistorů jsou asi 10  $\mu$ A.

Na obr. 83 je náčrt destičky s plošnými spoji pro oba kanály předzesilovače. Fotografie ukazující rozmístění součástek na destičce s plošnými spoji je na 2. str. obálky.

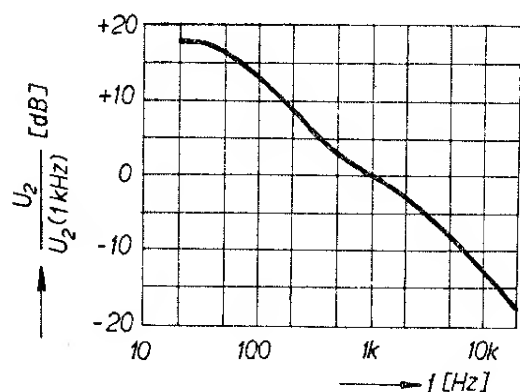
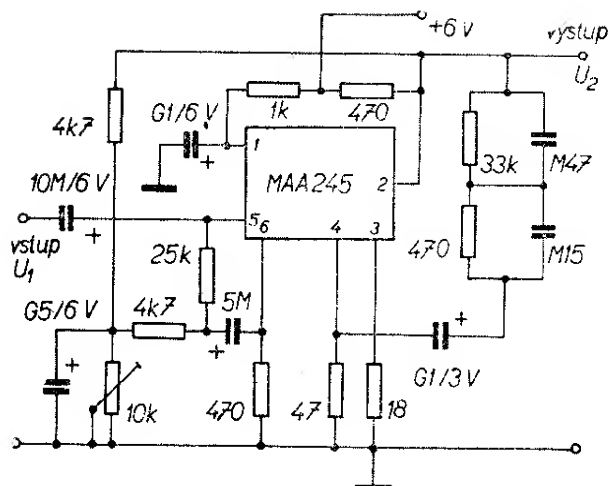
#### Korekční předzesilovač pro magnetickou přenosku s obvodem Tesla MAA245

Pro úpravu signálu z magnetické přenosky je možno použít i zapojení s monolitickými obvody typu MAA245. Ty-

pické zapojení předzesilovače s obvodem typu MAA245 je na obr. 84.

Vstupní odpor předzesilovače je pomocí zapojení bootstrap u prvního tranzistoru nastaven na hodnotu větší než 50 k $\Omega$ . Napětový přenos je kmitočtově korigován zpětnovazebním obvodem RC z kolektoru třetího tranzistoru do emitoru druhého tranzistoru. Dále je z kolektoru třetího tranzistoru zavedena kmitočtově nezávislá záporná zpětná vazba k nastavení a k teplotní stabilizaci stejnosměrného pracovního bodu zesilovače.

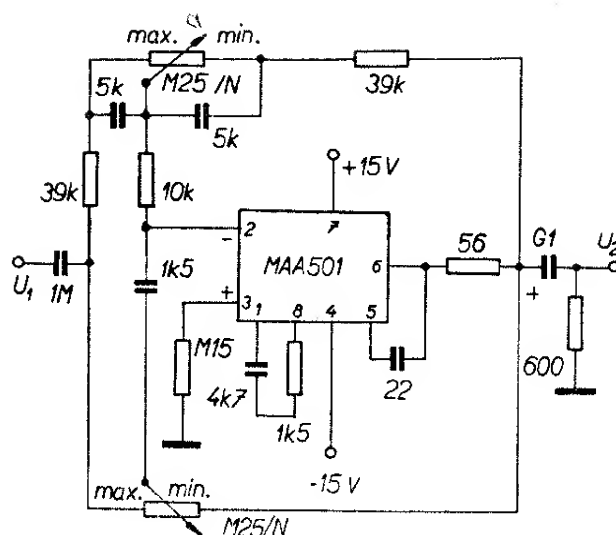
Při napájecím napětí 6 V je odběr asi 14 mA. Přebuditelnost vstupu na kmitočtu 1 kHz je asi 10 mV. Na kmitočtu 1 kHz je napětové zesílení asi 38 dB, vstupní odpor je větší než 50 k $\Omega$  a odstup signál-šum lepší než 50 dB (vztaženo ke vstupnímu napětí 10 mV).



Obr. 84. Zapojení předzesilovače pro magnetickou přenosku s obvodem typu MAA245 a jeho kmitočtová charakteristika

### Korekční zesilovač s operačním zesilovačem Tesla MAA501

Operační zesilovače řady MAA500 se vzhledem ke způsobu zapojení a k výsledným elektrickým parametrům velmi dobře hodí i pro řešení korekčních zesilovačů. Příklad zapojení korekčního zesilovače s operačním zesilovačem typu MAA501 je na obr. 85. Vnitřně je zesilovač kompenzován mezi vývody 1 a 8 odporem 1,5 kΩ a mezi vývody 5 a 6 kondenzátorem 220 pF. Aby byla potlačena proudová nesymetrie vstupů, je v sérii s neinvertujícím vstupem zařazen odpor 150 kΩ (přibližný součet odporů v sérii s invertujícím vstupem při běžci potenciometru ve středu odporové dráhy). Zesilovač je navržen tak, aby na kmitočtu 1 kHz bylo napěťové zesílení 0 dB. Korekční obvod je zařazen v záporné zpětné vazbě a jsou dobře splněny předpoklady

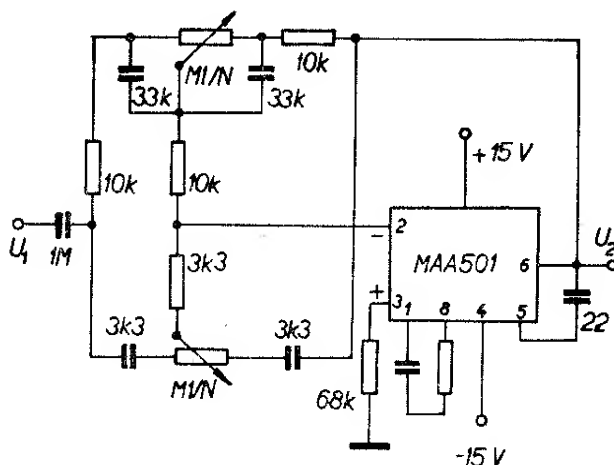


Obr. 85. Zapojení korekčního zesilovače s obvodem typu MAA501

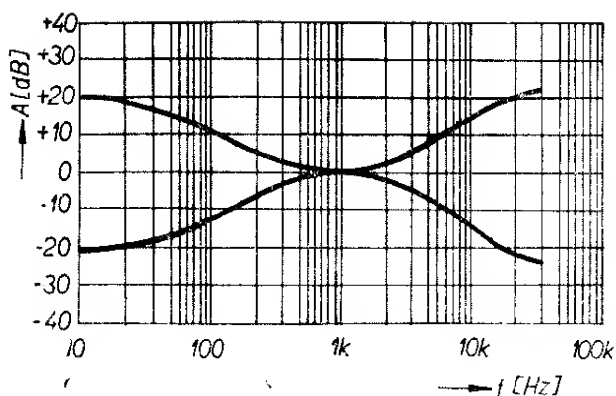
pro správnou funkci (napájení z výstupu zesilovače s malým výstupním odporem a zatěžování velkým vstupním odporem zesilovače – asi 500 kΩ). Při mezních kmitočtech 20 Hz a 20 kHz je potlačení nebo zdůraznění výšek i hloubek asi  $\pm 20$  dB.

Podobně je zapojen i korekční zesilovač podle obr. 86. Změna je pouze v zapojení korekčního obvodu. Kmitočtové charakteristiky při krajních polohách běžce potenciometru jsou podle výsledků měření uvedeny v grafu na obr. 87.

Pokud není účelné napájení z dvojitého zdroje symetrického napětí (s transformátorem se dvěma vinutími a se dvěma



Obr. 86. Zapojení jiného korekčního zesilovače s obvodem typu MAA501



Obr. 87. Kmitočtové charakteristiky korekčního zesilovače při krajních polohách běžců potenciometrů

usměrňovači), je opět možno použít zapojení napáječe, který byl uveden u předzesilovače pro magnetickou přenosku s operačním zesilovačem MAA501 (obr. 82).

## Budicí a koncové zesilovače

### Obvod typu MAA245 jako budič koncového zesilovače

S monolitickým zesilovačem typu MAA 245 a komplementární (doplňkovou) dvojicí tranzistorů je možno zkonstruovat nízkofrekvenční zesilovač s výstupním výkonem až 3,4 W. Výstupní výkon 3 W může zesilovač odevzdat do zátěže 4  $\Omega$  při napájecím napětí 12 V a se zkreslením menším než 0,5 %. Zapojení je na obr. 88. Použitím odporu 100  $\Omega$  v emitoru prvního tranzistoru se dosáhlo vstupního odporu zesilovače většího než 10 k $\Omega$ . Mezi třetím a druhým stupněm je zavedena poměrně silná záporná zpětná vazba, která zmenšuje zkreslení. Celkové výkonové zesílení je asi 95 dB. Zapojení zesilovače lze řešit ve dvou modifikacích (podle nastavení pracovního bodu zesilovače). Podle první modifikace je pracovní bod určen poměrem odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Toto uspořádání je možno použít pouze v případě, že je k dispozici dobře stabilizované napájecí napětí.

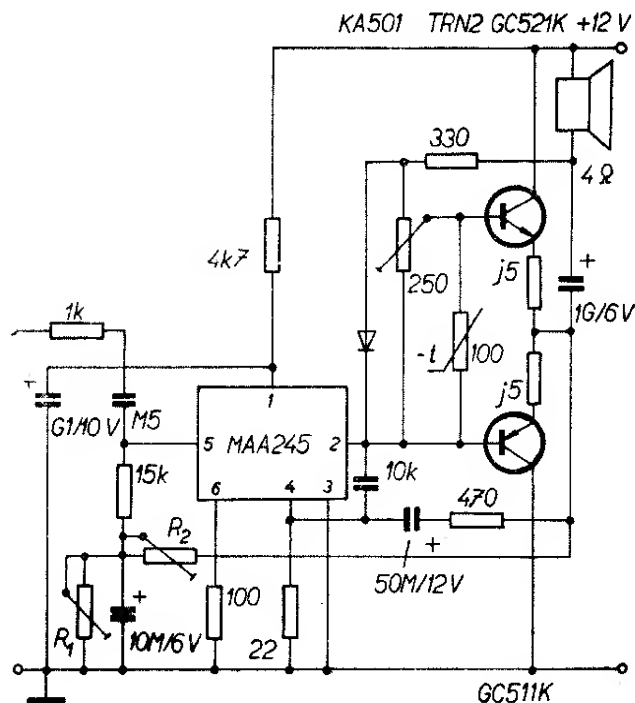
Pokud tomu tak není, je vhodnější použít druhé uspořádání, u něhož od-

por  $R_1$  odpadá a na místo odporu  $R_2$  se zapojí logaritmický potenciometr s odporem asi 2 M $\Omega$ . Nyní i při kolísání napájecího napětí zůstává napětí na výstupu rovno poloviční velikosti napájecího napětí a je tedy možno využít napájecího napětí optimálně.

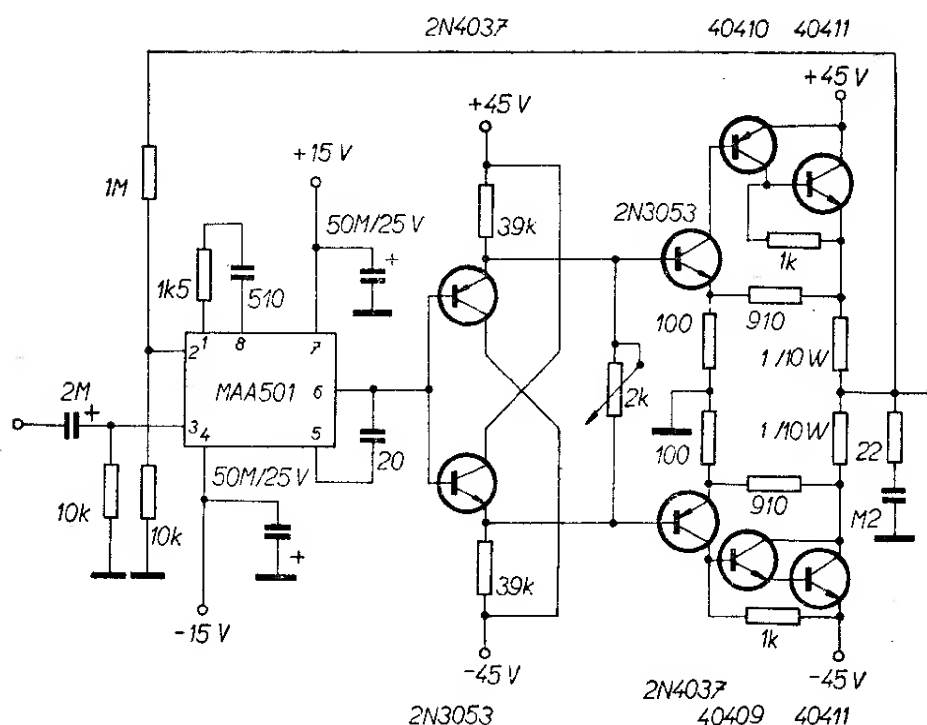
Obvod je teplotně kompenzován křemíkovou diodou typu KA501 a termistorem 100  $\Omega$  (nutno připevnit na chladič koncových tranzistorů). Klidový odběr zesilovače se nastavuje potenciometrem 250  $\Omega$ ; symetrie výstupního napětí se nastavuje odpory  $R_1$  a  $R_2$  nebo pouze  $R_2$ . Klidový proud má být asi 20 až 25 mA. Odběr ze zdroje pro plné vybuzení je asi 0,43 A. Vstupní napětí pro plné vybuzení je asi 12 mV a kmitočtový rozsah je asi 25 Hz až 25 kHz.

### Budič s obvodem MAA501 pro koncový zesilovač s výstupním výkonem 50 W

Firma Signetic publikovala jako jednu z aplikací operačního zesilovače typu



Obr. 88. Zapojení koncového zesilovače s budičem s obvodem typu MAA245



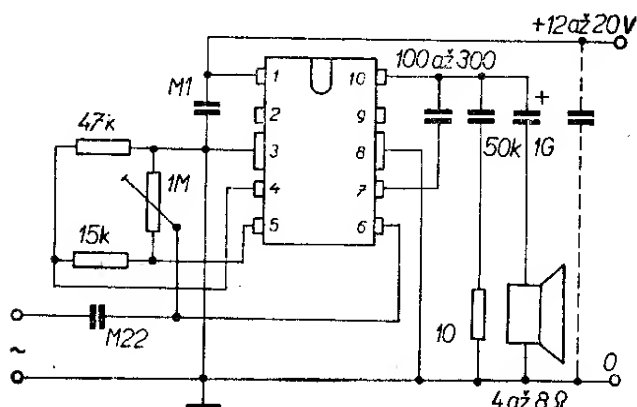
Obr. 89. Zapojení  
koncového zesilova-  
če 50 W s budičem  
s obvodem typu  
MAA501

$\mu$ A709 zapojení koncového zesilovače s výstupním výkonem 50 W podle obr. 89. Protože je to bezpochyby jedno z perspektivních zapojení, které naznačuje budoucí vývoj způsobu řešení koncových zesilovačů, krátce si jej popíšeme.

Za operační zesilovač typu  $\mu$ A709 (ekvivalent Tesla typ MAA501) je zařazen stupeň s komplementárními tranzistory v zapojení se společným kolektorem. Tento stupeň slouží jednak jako impedanční oddělení koncové části zesilovače od operačního zesilovače a jednak se na něm vytváří signální napětí pro

buzení kvazisymetrického koncového stupně. Dále následuje kvazisymetrický trojstupňový koncový zesilovač, který je řešen běžným způsobem. K symetrizaci koncového zesilovače přispívá zařazení odporů 900  $\Omega$  mezi emitory tranzistorů SE40411 a 2N3053 a tranzistorů SE40411 a 2N4037. Výsledné napětové zesílení je nastaveno na 60 dB. Vzhledem k silné záporné zpětné vazbě je možno dosáhnout zkreslení menšího než 0,1 % na 1 kHz a zátěži 5  $\Omega$ .

#### Koncový zesilovač s obvodem MA0403 pro výstupní výkon 3 W



Obr. 90. Zapojení koncového zesilovače 3 W s obvodem typu MA0403

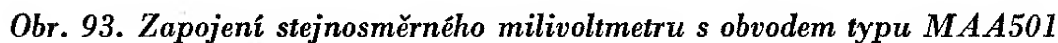
Příklad zapojení integrovaného zesilovače ve funkci koncového zesilovače pro výstupní výkon 3 W (typ MA0403) nebo 2 W (typ MA0402) je na obr. 90. Pro dosažení maximálního výstupního výkonu je zapotřebí vstupní napětí asi 250 až 350 mV. Potenciometrem na předzesilovači se nastavuje symetrie výstupního napětí. Kondenzátor 100  $\mu$ F slouží k filtraci napájecího napětí. Kondenzátor o kapacitě 100 až 300 pF je určen k omezení šířky přenášeného signálu a pro potlačení případné kmitočtové instability zesilovače. Kmitočtovou sta-





Podle zapojení na obr. 93 je operační zesilovač opatřen zpětnou vazbou do invertujícího vstupu, která upravuje napěťové zesílení zesilovače na 60 dB. Touto zpětnou vazbou je také nastaven vstupní odpor na neinvertujícíím vstupu operačního zesilovače asi na 50 k $\Omega$ . Pro zabezpečení dobré časové a teplotní stálosti nuly výstupního signálu je celkový vstupní odpor upraven připojením odporu 25 k $\Omega$  na výslednou velikost asi 17 k $\Omega$  na rozsahu 2,5 mV.

Přesnost měření (se zahrnutím chyb způsobených teplotním driftem napěťové a proudové vstupní nesymetrie a chyb vyvolaných mikroampérmetrem a odpory, vybranými s tolerancí  $\pm 1\%$ ) je



na všech rozsazích lepší než 3 %. Časová stálost nuly při změnách teploty okolí o  $\pm 5^\circ\text{C}$  je lepší než 1 % za 24 hodin. Po každém zapnutí stačí před vlastním nastavením a měřením ponechat přístroj asi 3 minuty „ustálit“. Milivoltmetr je

možno připojit k síťovému usměrňovači nebo napájet z baterií. Konstrukční provedení milivoltmetru je zřejmé z obrázku na titulní straně (pohled zepředu), popř. z obrázku na 2. a 3. str. obálky (pohled shora a zezadu).

## Nomogramy

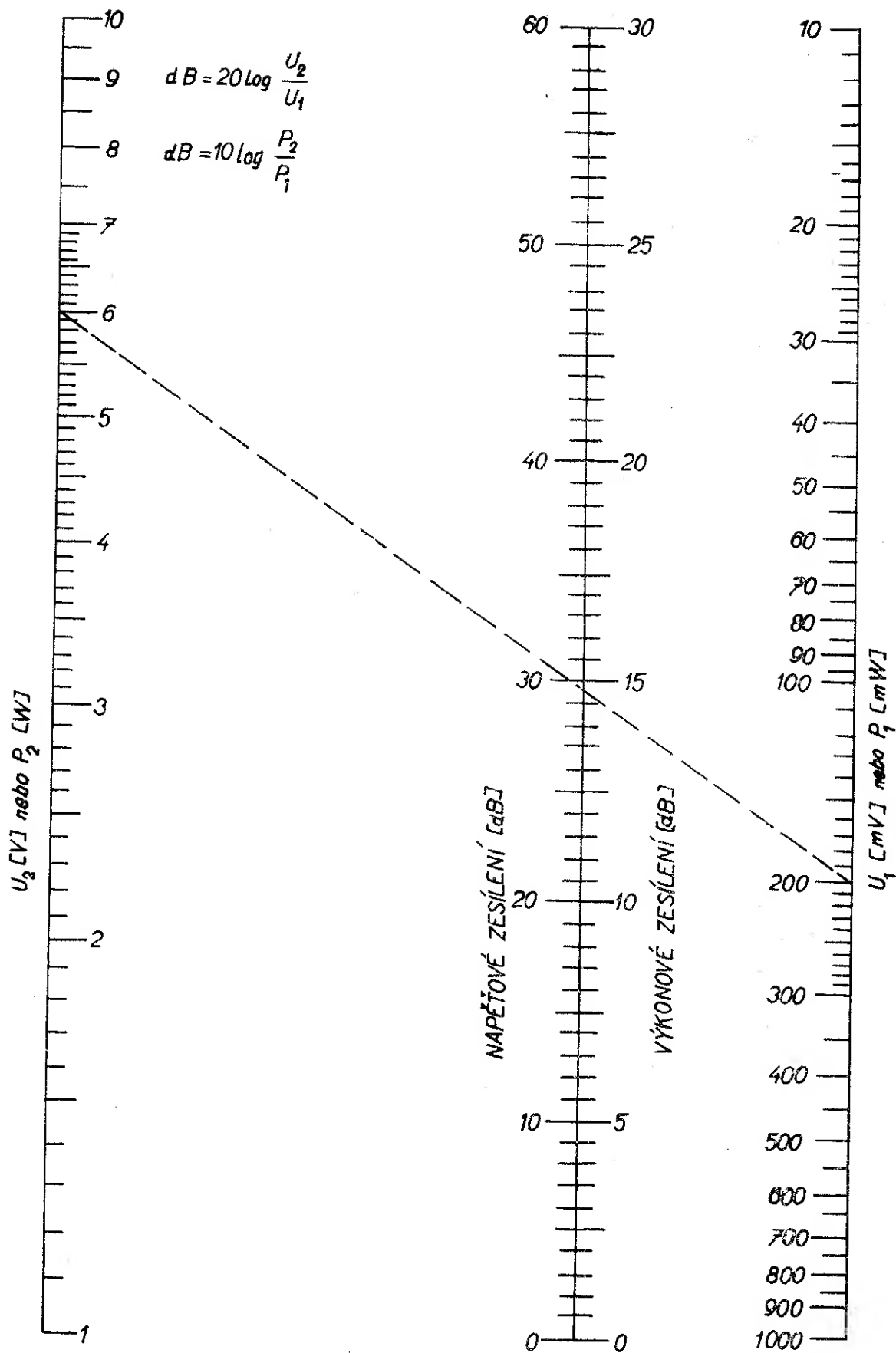
Jednou z nejužitečnějších pomůcek při řešení různých úloh ve slaboproudé elektrotechnice jsou nomogramy. Dovolují určovat obvykle velmi rychle a většinou s dostatečnou přesností pro praxi výsledky nejrůznějších a často velmi složitých vztahů. Ze zahraničních časopisů jsme tentokrát vybrali několik nomogramů, které jsou podle našeho názoru velmi názorné a které každý, kdo se zabývá elektrotechnikou, potřebuje velmi často.

Nomogram A slouží k určení zisku zesilovače, známe-li vstupní a výstupní napětí, popř. vstupní a výstupní výkon. Podmínkou pro použití nomogramu je stejný vstupní a výstupní odpor. Použití nomogramu je velmi jednoduché a nejlépe je ukázat ho na příkladě. Máme určit zisk zesilovače se stejným vstupním a výstupním odporem, je-li výstupní napětí 6 V a vstupní 200 mV. Na levé krajní stupnici určíme bod, odpovídající výstupnímu napětí  $U_2 = 6\text{ V}$ , spojnici tohoto bodu a bodu na pravé stupnici pro vstupní napětí  $U_1 = 200\text{ mV}$  určí v místě, kde protne střední stupnici, výsledný zisk obvodu, tj. 29,6 dB.

Nomogram B slouží k určení časové konstanty článků RC. Nejčastěji se bude pravděpodobně používat k určení odporu a kapacity kondenzátoru pro danou časovou konstantu. Stupnice jsou uspořádány tak, aby všechny hodnoty bylo možno

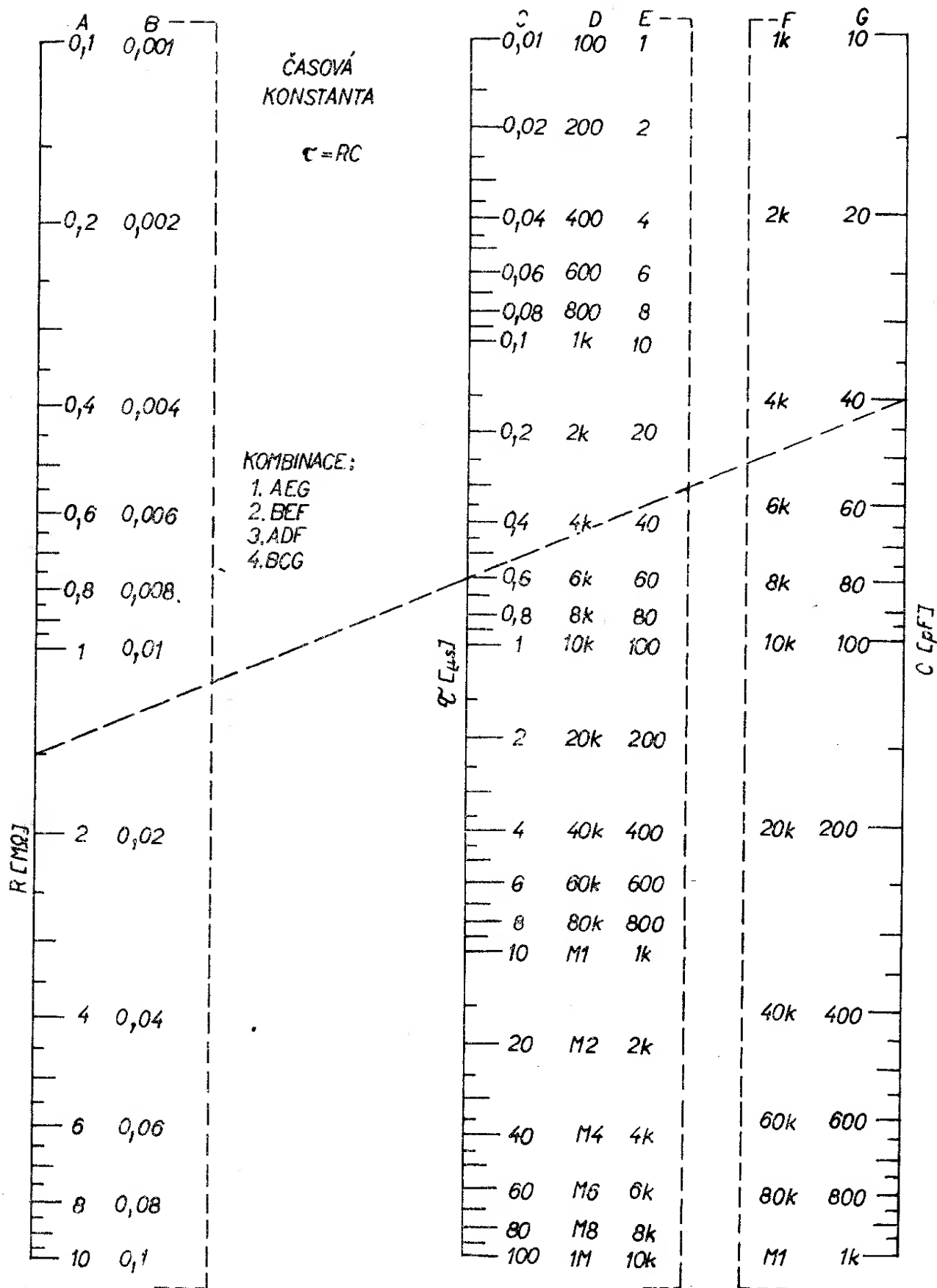
vyhledat v co nejširším rozmezí. Jak lze jednotlivé stupnice vzájemně kombinovat je zřejmé z nomogramu. Příklad použití: Určete časovou konstantu článku RC, kde  $R = 1,5\text{ M}\Omega$  a  $C = 40\text{ pF}$ . Použijeme-li k řešení kombinaci stupnic AEG, spojíme bod pro  $1,5\text{ M}\Omega$  na stupnici A s bodem pro  $40\text{ pF}$  na stupnici G. Výsledek (časová konstanta  $\tau = 60\text{ }\mu\text{s}$ ) se objeví v průsečíku této spojnice se stupnicí E.

Spojnicový nomogram C slouží k určení výsledného odporu dvou paralelně zapojených odporů. Z nomogramu lze určit výsledný odpor jakýchkoli dvou paralelně zapojených odporů, vynásobíme-li všechny údaje na stupnicích nomogramu činitelem  $10^n$ , kde  $n$  je libovolné kladné nebo záporné číslo. Např.: hledáme výsledný odpor  $R$  dvojice paralelně zapojených odporů  $R_1 = 180\text{ }\Omega$  a  $R_2 = 150\text{ }\Omega$ . Na levé šikmé stupnici najdeme bod pro  $150\text{ }\Omega$ , na pravé šikmé stupnici bod pro  $180\text{ }\Omega$ . Stupnice obou bodů určí na střední stupnici (svislé) výsledný odpor  $R = 82\text{ }\Omega$ . Stejně lze postupovat v obráceném případě: hledáme paralelní odpor, který by dal s odporem  $56\text{ k}\Omega$  výsledný odpor  $39\text{ k}\Omega$ . Na stupnici pro  $R_2$  najdeme bod, odpovídající odporu  $56\text{ k}\Omega$ , bod spojíme s bodem na střední stupnici pro odpor  $39\text{ k}\Omega$  a spojnici protáhneme tak, aby protнула stupnici pro odpor  $R_1$  – nejbližší odpor v řadě je  $120\text{ k}\Omega$ , přesný odpor by byl asi  $127\text{ k}\Omega$ .

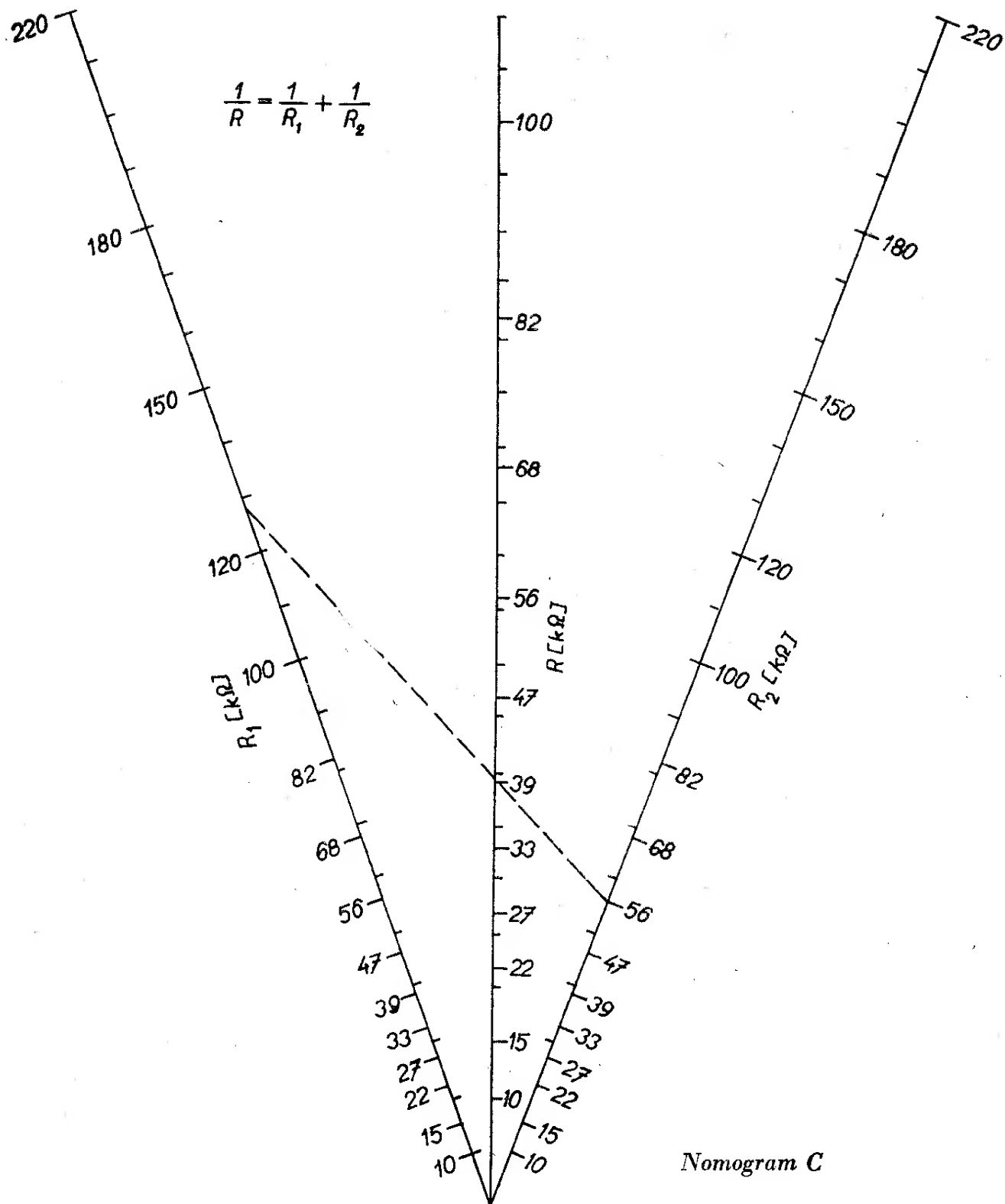


Nomogram A

$$60 \cdot \frac{6}{70} R_K$$



Nomogram B



#### OPRAVA

V Radiovém konstruktéru č. 3/70, věnovanému Dálkovému ovládání modelů, došlo k několika chybám:

str. 24 levý sloupec: mezifrekvenční transformátory IRIS mají mít označení PK05404 a PK05405;

str. 39: v tab. má být označení prvního tělíska 2PA26071;

str. 41 a 43 v plošných spojích na obr. 38 a 40: je třeba proškrábat mezeru mezi vývody cívky  $L_4$ ;

str. 44 a 45 na obr. 42 a 43: je třeba obrátit polaritu diody  $D_1$ ;

str. 45 a 46 na obr. 44 a 45: je třeba obrátit polaritu diod  $D_1$  a  $D_2$ .

Upozorňujeme současně na několik chyb v RK 4/70: v obr. 39 na str. 37 je vývod 27 tlačítka  $T_{14}$  připojen nesprávně k hornímu konci tlačítka; správně má být připojen na jeho střed; v obr. 48 na str. 42 nemá být

jednak spoj mezi kolektorem  $T_{11}$  a společným bodem odporu  $R_{209}$  a kondenzátoru  $C_{38}$  a jednak v dolní polovině obr. chybí označení spoje mezi kolektorem  $T_{111}$  a odporem  $R_{311}$  (plošný spoj je správně).

## OBSAH

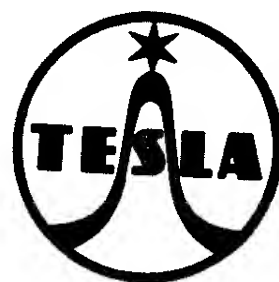
	Str.
<b>Integrované obvody</b> . . . . .	<b>1</b>
<b>Přehled lineárních monolitických obvodů Tesla jednoduššího provedení</b>	
Monolitické zesilovače MAA115, MAA125 a MAA145 . . . . .	4
Monolitické zesilovače typu MAA225 a MAA245 . . . . .	8
Monolitický zesilovač typu MAA325 . . . . .	9
Monolitický zesilovač MAA435 . . . . .	11
Monolitický stereofonní zesilovač typu MBA225 a MBA245 . . . . .	13
Monolitické diferenciální zesilovače typu MBA125 a MBA145 . . . . .	14
Monolitické impedanční převodníky typu KFZ53 a KFZ54 . . . . .	15
<b>Sdružené polovodičové prvky</b>	
Dvojice tranzistorů typu KFZ66 a KFZ68, KSZ62 . . . . .	16
Impedanční převodníky typu KFZ50 a KFZ51 . . . . .	16
Párování tranzistorů typu KCZ58, KCZ59 a KFZ52 . . . . .	16
<b>Monolitické vf diferenciální zesilovače typu MA3005 a MA3006</b> . . . . .	<b>17</b>
<b>Monolitické výkonové zesilovače typu MA0402 a MA0403</b> . . . . .	<b>22</b>
<b>Monolitické operační zesilovače typu MAA501, MAA502 a MAA504</b> . . . . .	<b>25</b>
<b>Regulované stabilizátory napětí</b>	
Stabilizátor napětí 5 V pro proud 100 mA . . . . .	41
Stabilizátor napětí 10 až 25 V pro proud 100 mA . . . . .	42
Stabilizátor napětí 12 až 18 V pro proud 2 A . . . . .	43
Stabilizátor napětí 2 až 30 V pro proud 1 A . . . . .	45
Stabilizátor napětí 3 až 25 V . . . . .	46
Stabilizátor napětí 0 až 150 V . . . . .	48
Stabilizátor napětí 100 V . . . . .	48
<b>Předzesilovače nf napětí z různých zdrojů signálu</b>	
Předzesilovač s operačním zesilovačem MC1303P . . . . .	49
Předzesilovač pro magnetickou přenosku s MAA501 . . . . .	51
Korekční předzesilovač pro magnetickou přenosku s MAA245 . . . . .	53
Korekční zesilovač s MAA501 . . . . .	54
<b>Budicí a koncové zesilovače</b>	
Obvod typu MAA245 jako budič koncového zesilovače . . . . .	55
Budič s obvodem MAA501 pro nf zesilovač 50 W . . . . .	55
Koncový zesilovač s obvodem MA0403 pro výkon 3 W . . . . .	56
<b>Generátor signálů pravoúhlého průběhu s MAA501</b> . . . . .	<b>57</b>
<b>Stejnoseměrný milivoltmetr s operačním zesilovačem MAA502</b> . . . . .	<b>57</b>

## RADIOVÝ KONSTRUKTÉR

– vydává Vydavatelství MAGNET, Praha 1., Vladislavova 26, telefon 234355-7 ● Šéfredaktor ing. František Smolík ● Redakce Praha 2, Lublaňská 57, tel. 223630 ● Redakční rada: K. Bartoš, ing. J. Čermák, CSc, K. Donát, O. Filka, L. Hlinský, ing. L. Hloušek, A. Hofhans, Z. Hradský, ing. J. T. Hyan, J. Krémárik, ZMS, K. Novák, ing. O. Petráček, M. Procházka, plk. K. Pytner, ing. J. Vackář, CSc, laureát st. ceny KG, J. Ženíšek ● Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 4,50 Kčs, pololetní předplatné 13,50 Kčs, roční předplatné 27,- Kčs ● Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil MAGNET – administrace, Praha 1, Vladislavova 26. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel ● Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS – vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1 ● Dohlédací pošta 07 ● Tiskne Naše vojsko, závod 01, Na valech 1, Praha – Dejvice ● Za původnost příspěvku ručí autor. Redakce rukopis vrátí, bude-li vyžádán a bude-li připojena frankovaná obálka se zpětnou adresou ● Toto číslo vyšlo 20. prosince 1970

© Vydavatelství Magnet Praha

# **S O U Č Á S T K Y P R O A M A T É R Y :**



**PRAHA 1, Martinská 3**

**BRNO, Františkánská 7**

**OSTRAVA, Gottwaldova 10**

**UHERSKÝ BROD, Moravská 92**  
(zde též zásilková služba)

**BRATISLAVA, Červenej armády 8 a 10**

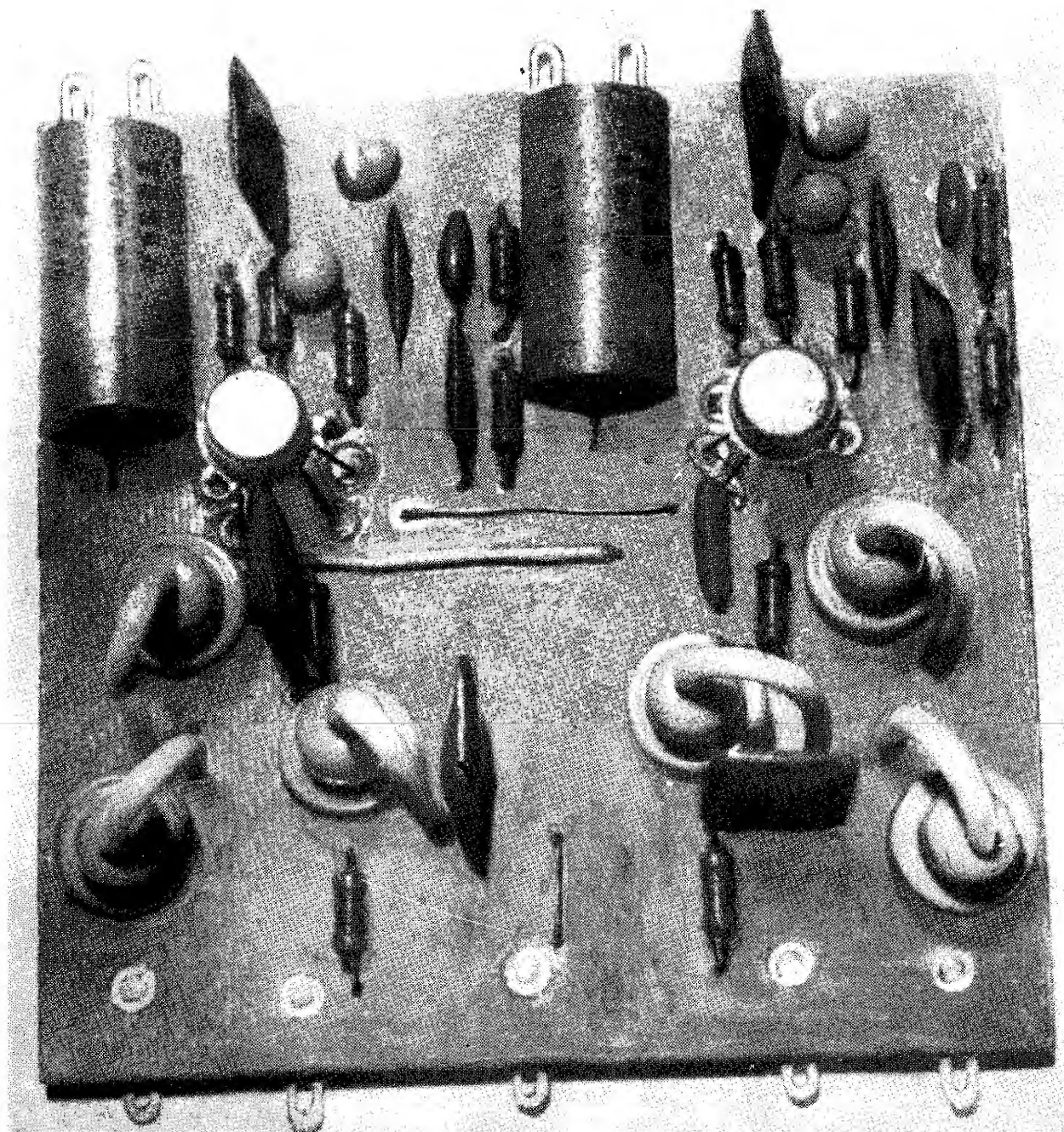
Tyto prodejny TESLA jsou specializovány na součástky pro radioamatéry. Jinak můžete součástky žádat i v ostatních prodejnách TESLA:

Praha 1, Národní 25, pasáž Metro; Praha 2, Slezská 4; Praha 1, Soukenická 3; Praha 8, Sokolovská 146; Č. Budějovice, Jírovcova 5; Jablonec, Lidická 8; Ústí n. Lab., Pařížská 19; Děčín, Prokopa Holého 21/135; Chomutov, Puchmajerova 2; Liberec, Pražská 24/142; Teplice, 28. října 17/858; Cheb, tř. ČSSP 26; Pardubice, Jeremenkova 2371; Králíky, nám. Čs. armády 362; Olomouc, nám. R. armády 21; Frýdek-Místek, sídliště Riviera; Havířov VI, Zápotockého 63; Karviná VI, Čapkovo nám. 1516; Brno, tř. Vítězství 23; Prostějov, Žižkovo nám. 10; Jihlava, nám. Míru 66.

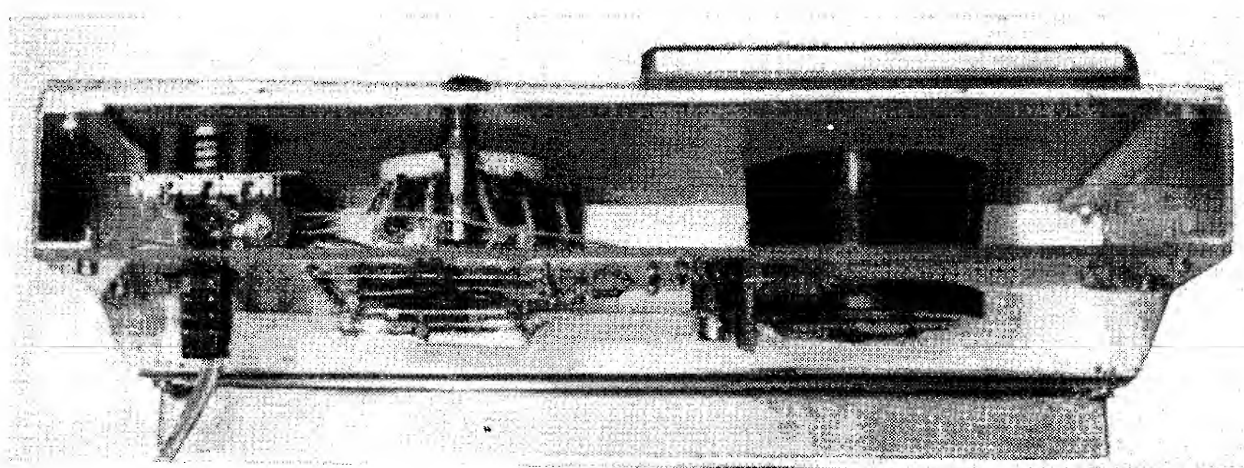
Bratislava – Pošeň, Borodáčova 96 (velkoobchodní prodejna); Banská Bystrica, Malinovského 2; Košice – Nové Mesto, Dům služieb Luník 1; Trenčín, Ludový hájik 3; Prešov, Slov. republ. rad 5; Kežmarok, Sov. armády 50; Michalovce, Dům služieb, 2. patro; Trebišov, Dům služieb.

## **PRODEJNY TESLA**

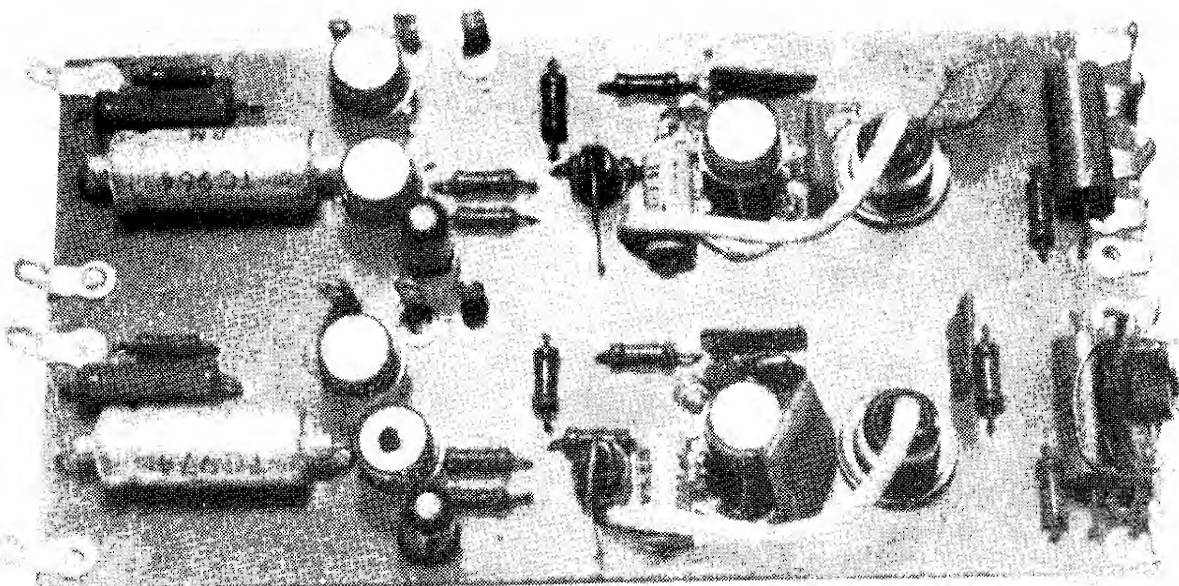




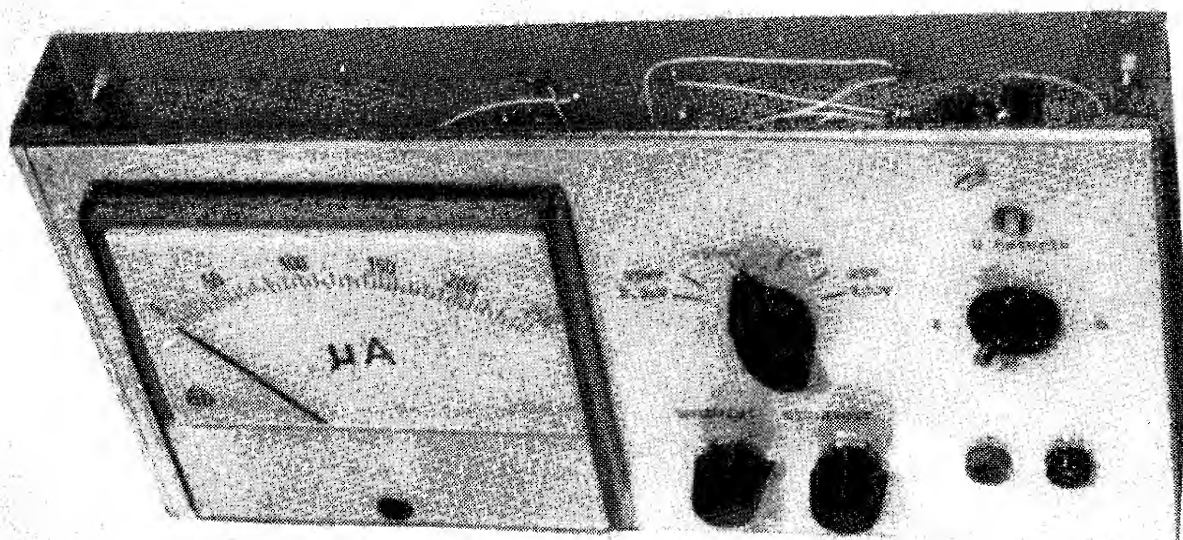
*Korekční předzesilovač pro magnetickou přenosku s obvody MAA501*



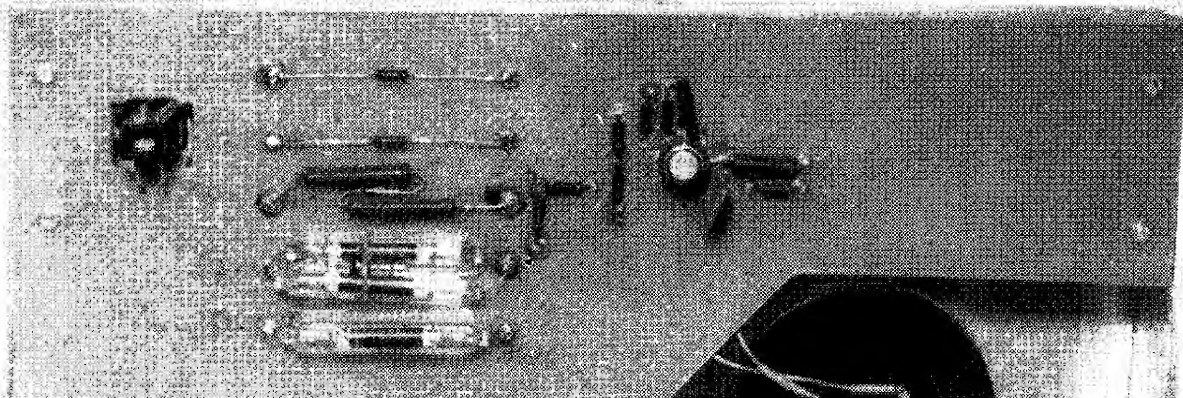
*Pohled shora na milivoltmetr ze str. 58*



*Stabilizátor napětí 12 až 18 V ze str. 43*

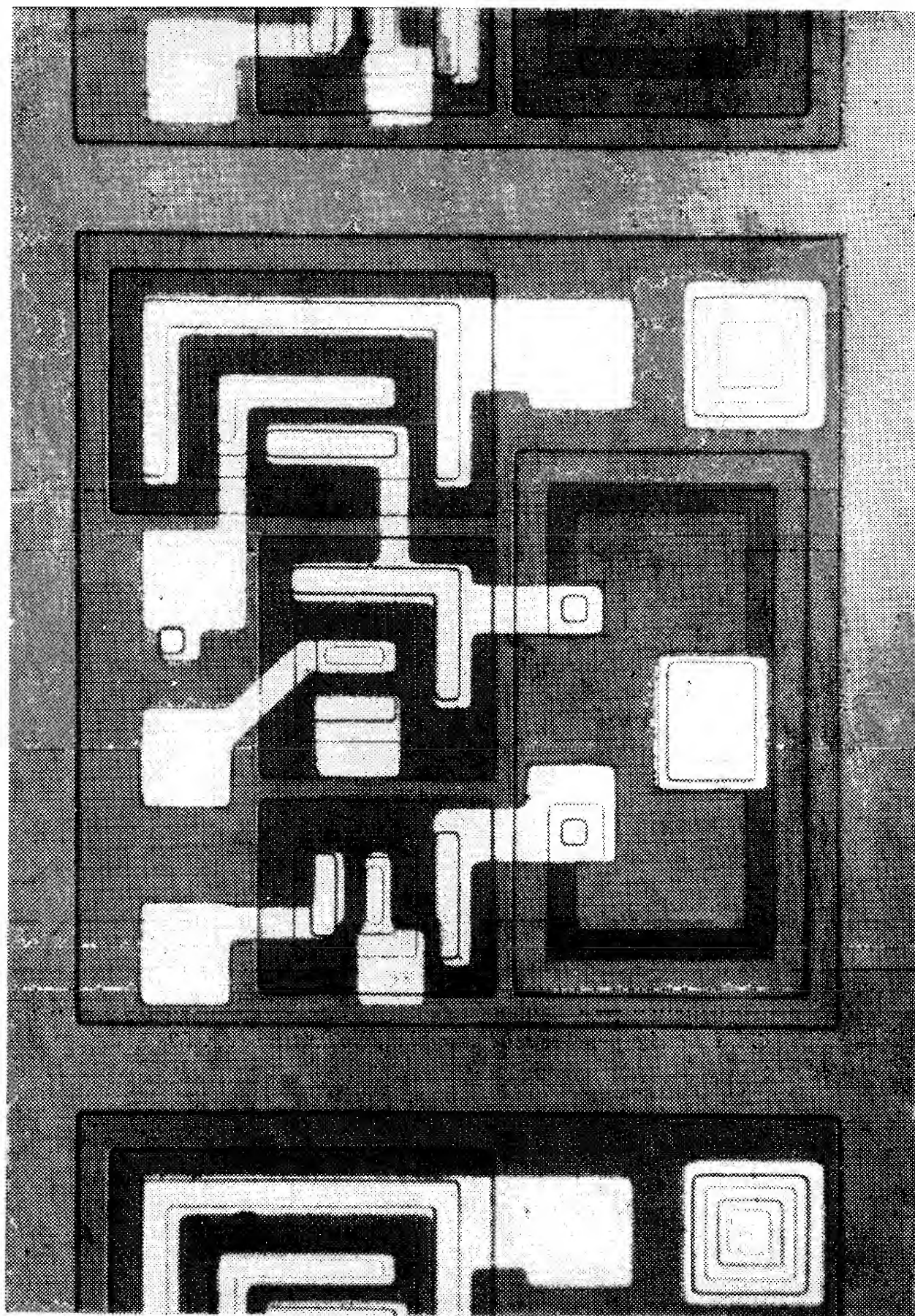


*Čelní panel a panel se součástkami milivoltmetru ze str. 58*



*Panel se součástkami milivoltmetru ze str. 58*





*Vnitřní struktura integrovaného obvodu MAA325*